

ROK III LIPIEC – SIERPIEŃ 1948 R. NR 7/8

BIURO WYDAWNICTW POLSKIEGO RADIA

cena 100 zł

TREŚĆ NUMERU:

RADIO

Miesięcznik dla techników i amatorów

Rok III **Lipiec — Sierpień 1948** **Nr 7/8**

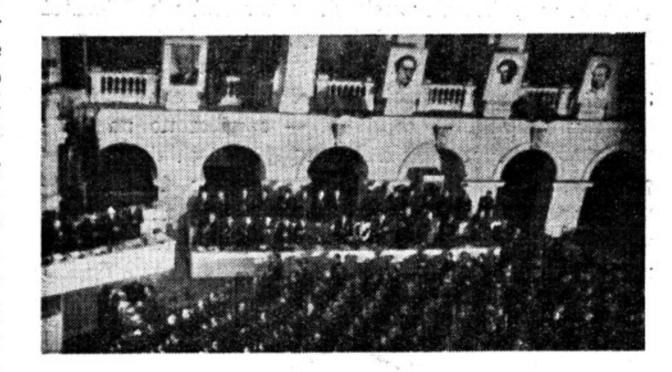
Z kraju i zagranicy

Prace techniczne Polskiego Radia na Kongresie Zjednoczeniowym

Zakres prac technicznych wykonanych przez Polskie Radio w okresie przygotowań i podczas samego Kongresu o tyle przekraczał prace wypełniane dotąd przy podobnych okazjach, a przy tym tak dobrze zdały one egzamin, że warto ich opisowi poświęcić trochę miejsca.

Już pod koniec listopada przy pierwszym zaznajomieniu się z zadaniami stawianymi przed Radiem okazało się, że skromna ilość sprzętu znajdująca się do dyspozycji w Warszawie jest zupełnie nie wystarczająca. Co więcej, nawet uwzględnienie rezerw, które można było ściągnąć z prowincji, nie wyczerpywało kwestii, szczególnie o ile chodzi o aparaturę do nagrywania, wzmacniacze, głośniki dużej mocy i przewody. Trzeba więc było zacząć od zakupów, względnie realizacji poczynionych dawniej zamówień. Zapotrzebowanie na przewody, częściowo głośniki i wzmacniacze pokryto dzięki pomocy i często dużemu wysiłkowi fabryk państwowych, które poprowadziły prace na trzy zmiany i dały sprzęt na żądany termin. Wzmacniacze większej mocy, 300W oraz przenośne 25W zakupiono w Czechosłowacji, w koncernie Tesla, gdzie również kupiono pewną ilość megafonów 25W. Trudniej było z aparaturą do nagrywań. Była ona wprawdzie dawno zamówiona za granicą, ale dopiero dzięki zrozumieniu i poparciu władz państwowych udało się w wyjątkowo szybkim czasie zrealizować zakup i sprowadzić ją do kraju. Dotyczyło to magnetofonów najwyższej klasy, jakiej Polskie Radio dotąd nie posiadało, firm E.M.I. (Anglia), Rangertone (Ameryka), AEG (Szwecja). Prócz tego Radio Czechosłowackie niezmiernie chętnie i życzliwie wypożyczyło na okres Kongresu parę magnetofonów z całą pomocniczą aparaturą oraz z własną obsługą. Należy tu z całą siłą podkreślić, że wszystkie te zakupy zostały tylko przez Kongres przyśpieszone o parę tygodni lub miesięcy, ponieważ były one przewidziane dla potrzeb normalnej eksploatacji i po Kongresie są już w niej stosowane. Podobnie i instalacje wykonane w Politechnice mają charakter trwały i pozostają w niej na stałe, tak że wydatki na sam Kongres są stosunkowo niewielkie.

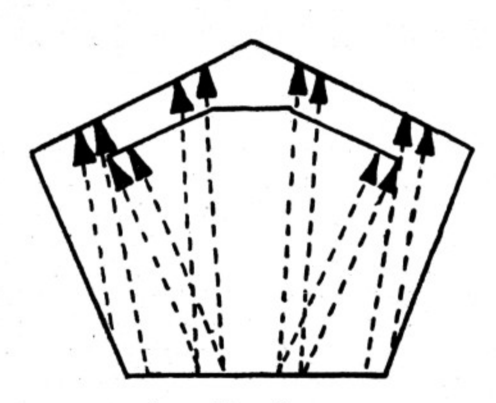
Druga trudność wyjściowa leżała w braku dostatecznej ilości personelu wyćwiczonego i zajętego zazwyczaj przy podobnej pracy. Trzeba było normalną obsługę transmisji, nagrywań i wzmocnień, liczącą do 20 ludzi, powiększyć do przeszło 50, dodając do niej (i często ucząc) pracowników wydziałów projektowania i budowy, laboratorium, radiowęzłów, S.O.T. i szereg inżynierów, nawet specjalnie sprowadzonych z okręgów.



Rys. 1.

W miarę napływania sprzętu rozpoczęto pracę radiofonizacyjną. Jedna z trudności polegała na tym, że w początkowym okresie zadania nie były jeszcze całkowicie ściśle sprecyzowane, trzeba więc było projektować „na wyrost". Następnie ze względu na ważność Kongresu trzeba było zapewnić duży współczynnik bezpieczeństwa, a więc tworzyć wszędzie rezerwy i dużą giętkość i niezależność operacyjną. Największa trudność miała charakter objektywny. Sala kongresowa znana jest jeszcze sprzed wojny z bardzo złych warunków akustycznych. Jest to wysoki na 5 normalnych pięter słup o pięciokątnej podstawie, z płaską kamienną posadzką i płaskim szklanym sufitem, z twardymi ścianami i mnóstwem wnęk i krużganków. Czas pogłosu przy pustej sali wynosi około 10 do 12 sekund. Przy ustawieniu wielkich megafonów i dużej sile dźwięku słowa są zupełnie niezrozumiałe, głos głu-

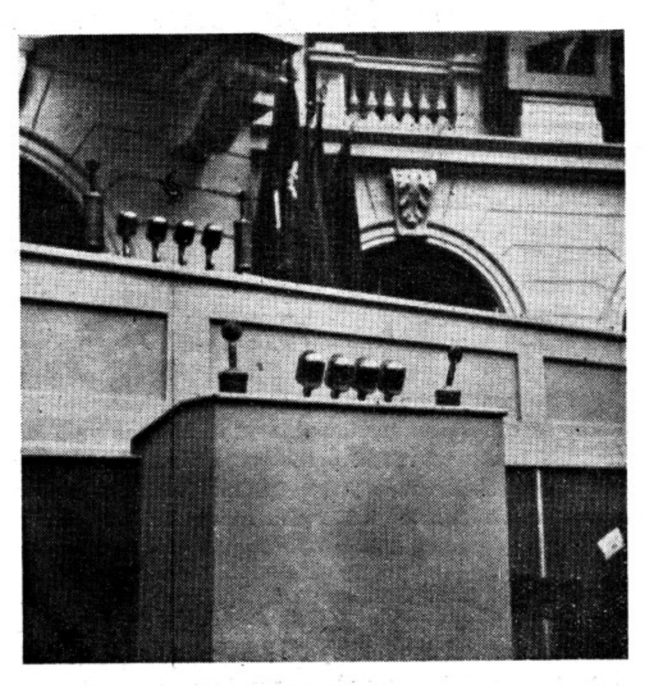
chy i huczący. Bez wzmocnienia i przy jakiejkolwiek przerwie prowadzenie obrad stałoby się niemożliwe i Kongres musiałby być natychmiast przerwany. Odpowiedzialność była więc ogromna. Po wielu dniach prób przyjęto sposób rozwiązania, będący kompromisem między niewieloma skupionymi i potężnymi źródłami głosu, a mnogością rozrzuconych słabych źródeł. Na parterze sali uzyskano dość pełne i równomierne pokrycie dźwiękiem przez umieszczenie nad trybunami prezydialnymi na wys. I p. (Rys. 1) 8 kierunkowych 25W megafonów, zgrupowanych po 2 symetrycznie, nachylonych ku dołowi i skierowanych na przeciwległe kąty i ku środkowi w pobliżu wejścia oraz w samych trybunach 0,5 m nad podłogą 4 takich samych megafonów, pokrywających puste przestrzenie, w szczególności w bliskich rzędach audytorium (Rys. 2). Megafony w trybunach, skrajne i wewnętrzne na pierwszym piętrze zasilane były z oddzielnych wyjść wzmacniaków, aby umożliwić niezależną regulację wzmocnienia. Prócz tego w każdej parze megafonów, każdy był umieszczony na oddzielnym obwodzie, aby w razie uszkodzenia jednego pracował chociaż pozostały. Boczne krużganki okrążające salę na poziomie parteru, I, II i III piętra zostały udźwiękowione w odmienny sposób. Na każdym piętrze na filarach, dzielących krużganek od przestrzeni sali, umieszczono 20 głośników dynamicznych 6 W na deskach, zawieszonych na wysokości 3 m., odchylonych od pionu o 30 stopni i skierowanych ku ścianie. Prócz tego umieszczono głośniki w głębszych wnękach w narożnikach. Również i tu stosowano poprzednio opisane środki rezerwowania i gibkości regulacji, polegające na tym, że prawie każde piętro podzielone na 3 odcinki, a na każdym odcinku głośniki — co drugi — zawieszono na 2 liniach. W ten sposób na każdym piętrze istniało w krużgankach 6 linii niezależnych, co dawało duże możliwości optymalnego dobrania wzmocnienia, zależnie nawet od chwilowych warunków (skupienie ludzi, dekoracje itp.).



Rys. 2.

W kilkudziesięciu salach biurowych, służbowych, wypoczynkowych, wystawowych, bufetowych, szatniach itp .według dyspozycji organizatorów zainstalowano ponad 130 głośników bądź 6W bez regulacji, bądź 1W z potencjometrem, oraz słuchawek z możliwością włączania oporów redukcyjnych. Wszystkie te głośniki i słuchawki zasilane były znowu z kilku niezależnych linii. W przedsionku znów na odrębnej linii zawieszono 2 głośniki.

Sieć megafonów ulicznych — ponad 70 megafonów kierunkowych 25W i kilka „grzybów" 12W — objęła 2 place (przed Politechniką i Pl. Zbawiciela) oraz 7 ulic o łącznej długości 3,5 km i rozbita była na 15 niezależnych obwodów, tak aby można włączać zależnie od potrzeby odcinki leżące na coraz dalszym, — w 3 skokach — promieniu od Politechniki. Oczywiście i tu tak rozmieszczano głośniki, aby uszkodzenie na jednej linii nie głuszyło od razu całej ulicy.



Rys. 3.

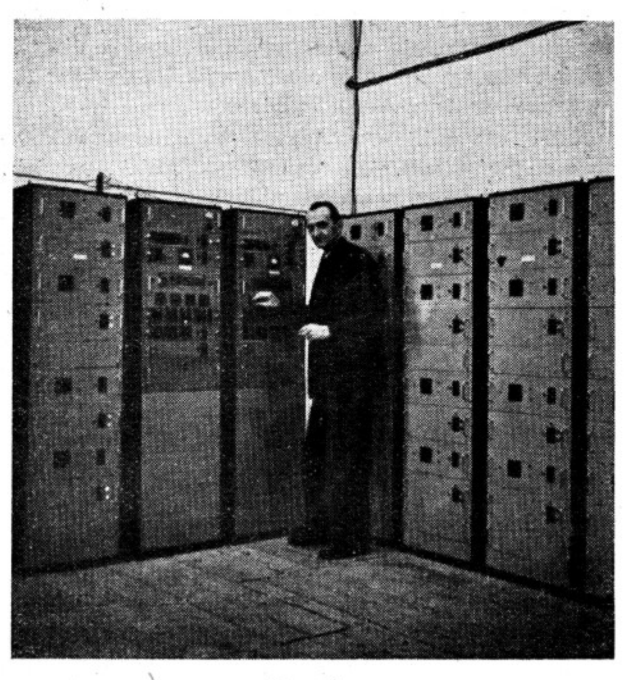
Nie uniknięto tu pewnej niewielkiej nierównomierności i w paru miejscach podwójnego głosu, na ogół jednak instalacje uliczne pracowały zupełnie zadowalająco.

Dla słuchaczy, dla których zabrakło miejsc w Politechnice, zainstalowano wzmacniacze i głośniki w 5 salach w Warszawie, połączonych z Politechniką liniami telefonicznymi. Prócz tego zainstalowano mikrofony oraz urządzenia transmisyjne i wzmacniakowe wraz z głośnikami w salach Teatru Polskiego i Romy, gdzie w przeddzień Kongresu odbyły się zjazdy partyjne.

W gmachu Politechniki zainstalowano 16 mikrofonów dynamicznych F-my Shure, wysokiej jakości, o charakterystyce kierunkowej typu superkardioidy. 4 z nich założono na stole prezydialnym, 4 na mównicy, (Rys. 3), 2 w studio, 2 w punkcie sprawozdawczym, urządzonym na balkonie 2 piętra naprzeciw Prezydium, 2 w drugim punkcie sprawozdawczym, w oknie wychodzącym na plac przed Politechniką i 2 na trybunie przed Politechniką w czasie manifestacji ludności Warszawy. Z każdej pary mikrofonów jeden stanowił rezerwę. Ze stołu i mównicy drgania biegły do aparatury wzmacniającej dwoma niezależnymi kanałami. Mi-

krofony w studio urządzonym na 2 piętrze służyły do nagrywania wywiadów z delegatami, mikrofony zaś na balkonie były używane przez sprawozdawcę w dniu otwarcia Kongresu, potem zaś miały za zadanie chwytać gwar sali i oklaski.

Całość aparatury wzmacniającej zmontowana była w 2 dużych salach na 3 piętrze. W jednej z tych sal

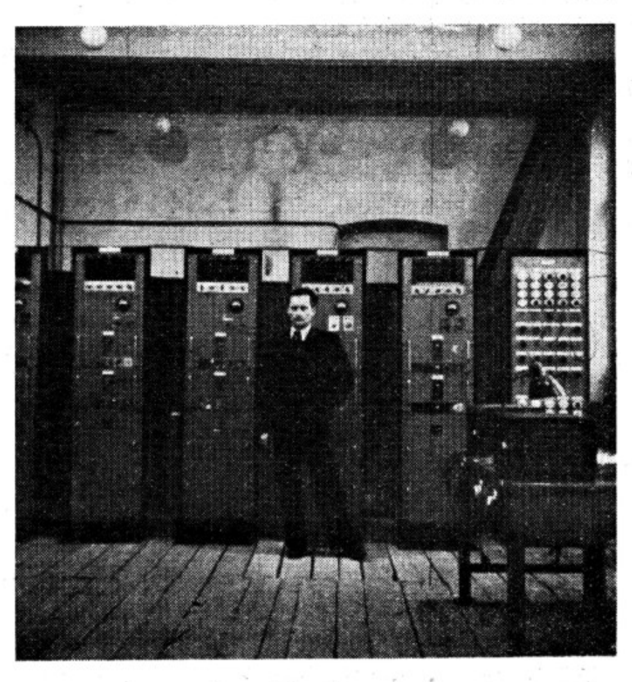


Rys. 4

ustawiono aparaturę wzmacniakową dla megafonów ulicznych. Składała się ona z 9 czeskich wzmacniaczy 300 W i 5 wzmacniaczy 200 W polskiej produkcji, tj. łącznie 3,7 KW mocy wyjściowej. Wszystkie wzmacniacze zebrane były na 23 dwumetrowych stojakach. Na analogicznych stojakach zmontowana była tablica przełączeniowa obwodów wyjściowych i tablica rozdzielcza zasilania (Rys. 4 i 5), 2 wzmacniacze sterujące ustawiono na stole. W drugiej sali skupiono urządzenia wzmacniające dla głośników wewnątrz gmachu (5 wzmac. po 200W) (Rys. 6), wzmacniacze liniowe dla transmisji, wzmacniacze wstępne i miksery (2 odrębne kanały), tablice przełączeń obwodów mikrofonowych, wzmacniaczy wstępnych, mocy i obwodów głośnikowych, tablice zasilania i tablice przełączeń linii transmisyjnych — wszystko zmontowane na takich, jak poprzednio stojakach. W tejże sali umieszczono 3 pary magnetofonów, a także centralkę telefoniczną. Pod jedną ze ścian ustawiono przyrządy pomiarowe. W poprzedniej sali za zasłoną urządzono nieźle zaopatrzony magazyn podręczny materiałów, narzędzi, części zapasowych i rezerwowego sprzętu.

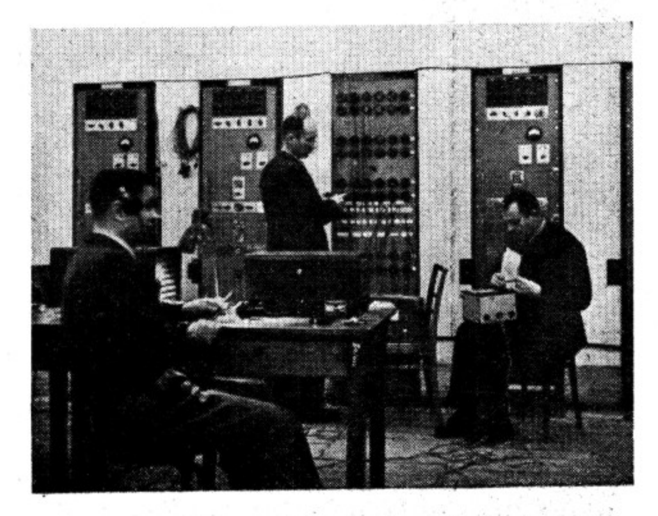
Każda z sal otrzymywała zasilanie z odrębnej linii, przy czym zapewniono możność dowolnego krzyżowania tych linii w razie jakiegokolwiek uszkodzenia. Linie zostały doskonale zabezpieczone.

Amplifikatornia Politechniki połączona była 22 liniami telefonicznymi z punktami znajdującymi się w mieście: 12 linii (po 3, jedna rozmówna, dwie modulacyjne) wychodziło w kierunku sal transmitujących program Kongresu, 10 linii szło do rozgłośni P.R. Dawały one możliwość równoczesnego przesyłania jednego programu z Politechniki do rozgłośni dla bezpośredniego nadania na antenę, drugiego dla nagrania na taśmie i odwrotnie—programu z rozgłośni dla odtworzenia na



Rys. 5.

sali lub na ulicach, a dalej możność sygnalizacji świetlnej obustronnej, prowadzenia kilku rozmów telefonicznych, podawania dyspozycji do rozgłośni bezpośrednio



Rys. 6.

na głośnik zawieszony w dziale nagrywań itp. Do tego dochodzą połączenia wewnętrzne amplifikatorni z różnymi punktami w Politechnice m. in. z radiowym pokojem redakcyjnym, ulokowanym obok studia i wyposażonym w sygnalizację, szereg telefonów i odbiornik

kontrolny, połączenia bezpośrednie z Dyrekcją Techniczną P.R., telefony przyłączone do centrali kongresowej w Politechnice. Wymagało to zainstalowania blisko 30 aparatów telefonicznych i centralki 10 numerowej.

Dla kontroli słyszalności głośników i słuchawek wewnątrz gmachu zastosowano parę lekkich przenośnych krótkofalówek wojskowego typu. Z jedną z nich kontroler nieustannie obchodził salę i krużganki, wydając dyspozycje wzmocnienia lub ściszenia poszczególnych obwodów, na drugiej przyjmowano te dyspozycje w amplifikatorni.

Kontrolę działania głośników ulicznych prowadzono z samochodu transmisyjnego, objeżdżającego ulice i zaopatrzonego w krótkofalówkę związaną z rozgłośnią, skąd przetelefonowywano dyspozycje do amplifikatorni w Politechnice.

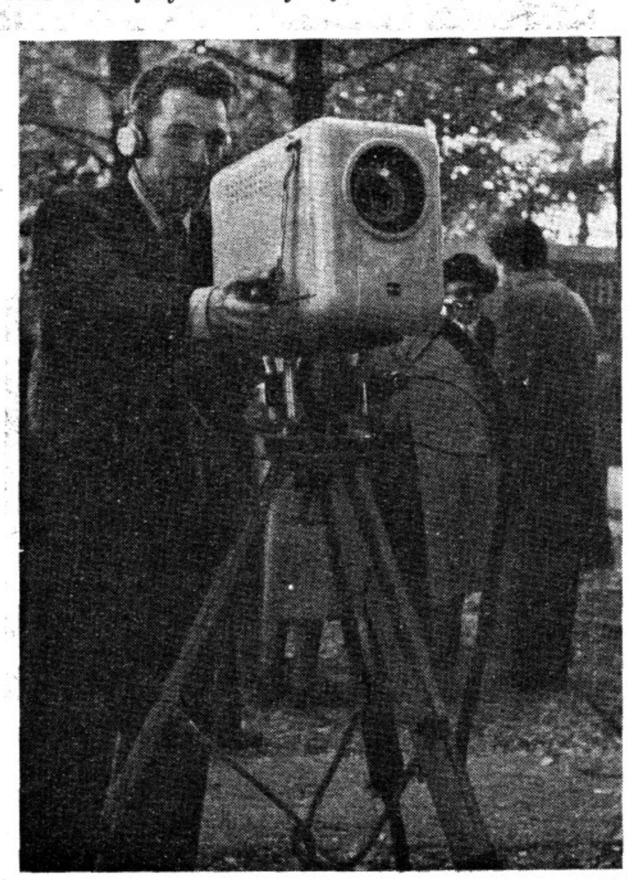
Jak wykorzystano te bogate i różnostronne urządzenia? Głośniki i słuchawki w gmachu pracowały przez cały czas obrad, wzmacniając przemówienia, a w pewnych momentach nadając program z rozgłośni. Głośniki w salach przyłączonych w mieście nie pracowały tylko w momencie zarządzenia tajności obrad. Głośniki uliczne nadały sygnał i przemówienie Prezydenta R.P. w dniu otwarcia Kongresu i przemówienia na wiecu w ostatnim dniu oraz w pewnych godzinach muzykę i wiadomości kongresowe z programu radiowego ogólnopolskiego. W studio przeprowadzono szereg wywiadów, które zostały nagrane w rozgłośni. Na magnetofonach w rozgłośni nagrano na ogół w 2 egzemplarzach całość obrad jako dokument historyczny. Równocześnie nagrywano w rozgłośni znaczną część obrad — również w 2 egzemplarzach — dla montowania fragmentów podawanych w dziennikach radiowych.

Należy stwierdzić obiektywnie, że ogromny kilkutygodniowy wysiłek, ciężka, po 12—18 godzin na dobę bez dnia przerwy, praca wszystkich niemal pracowników technicznych Polskiego Radia w Warszawie, od pracowników fizycznych i gospodarczych, do całego kierownictwa technicznego — dały rezultaty bardzo zadowalające i w poważny sposób przyczyniły się do organizacyjnej sprawności Kongresu i ułatwiły zapoznanie się całego kraju z jego przebiegiem.

P. F.

Kongres Telewizyjny w Paryżu

Staraniem francuskiego Stowarzyszenia Radioelektryków odbył się w Paryżu w dniach 25—30.X 1948 r. międzynarodowy zjazd naukowo-techniczny, nazwany przez organizatorów Kongresem Telewizyjnym. Wzięło w nim udział blisko 300-tu delegatów 16 krajów. Do komitetu honorowego należeli uczeni światowej sławy, jak Appleton, Zworykin, Barthélémy, Mesny i inni. Obradom plenarnym przewodniczył L. de Broglie. W czasie Kongresu wygłoszono 30 referatów.



Rys. 1.

Zasadniczym tematem było zagadnienie stosunku między telewizją i kinem. Ponieważ jednak treść wielu referatów przekraczała ten temat, podzielono referaty na trzy grupy wygłaszane na równoległych sekcjach: 1) Telewizja i Kino, 2) Transmisje i Pomiary, 3) Elektronika, Emisja i Eksploatacja.

Oprócz referatów i dyskusji program Kongresu zawierał wycieczki do fabryk, laboratoriów i radiostacji oraz pokazy techniczne. Między innymi uczestnicy zjazdu obejrzeli nadajnik na wieży Eiffla, pracujący od 1936/37 (obecnie w uruchomieniu nowa aparatura) na fali około 6,5 m, mocą 13 kW przy definicji 455 linii oraz rozbudowywane obecnie centrum telewizyjne ze studiami i małym doświadczalnym nadajnikiem. Z centrum tego nadawany jest codziennie w ciągu paru godzin, w południe i wieczór, program telewizyjny. Spotyka się w nim często zwykłe filmy, względnie specjalne filmy oświatowe, nowości paryskie, kronikę filmową, rewię i muzykę. Odbiór, pomimo dosyć niskiej definicji, jest, przy odległości widza od ekranu odbiornika około 1,5 metra, zupełnie zadowalający. Zjazdowcy mieli okazję zobaczyć od strony studia transmisję programu galowego nadawanego z okazji Kongresu i równocześnie oglądać ten program na ekranach kontrolnych odbiorników. Pokazano im też telewizję stereoskopową, oddającą wprawdzie nieźle wrażenie przestrzenności, ale wymaga-

jącą użycia kłopotliwych lornetek. Ciekawe były pokazy projektowania obrazów z małych lamp na duże kinowe ekrany. Jakkolwiek do wrażenia takiego, jak w kinie, daleko jeszcze, to jednak widać jak daleko posunęła się już technika po tej drodze. Na jednej z wycieczek pokazano w pracy aparaturę reportażową — przenośne kamery i wozy transmisyjne — nadającą obrazy do aparatów telekino w studio. Jedna z nich pracowała z niską definicją (455 linii) przy użyciu zwykłego ikonoskopu, (rysunek 1), druga z definicją 819 linii i lampą „eriskop" (rys. 2). Komplet aparatury reportażowej zmontowany jest w dwóch samochodach (rys. 3) i połączony długim, giętkim kablem z lekką przenośną kamerą. Całość urządzenia pracowała bardzo dobrze przy normalnym dziennym świetle.

Lampa „Eriskop", której nazwa pochodzi od inicjałów produkującej ją firmy (Equipment Radio-Industrie) jest pewną odmianą superikonoskopu, gdzie pseudomozajka utworzona jest z ciągłej warstwy izolującej, o dużej emisji wtórnej. Pokryta ona jest cienką warstewką cezu, który ma niski potencjał wyjścia. Kamera z taką lampą i dobrą optyką pracuje zadowalająco już przy 100 luksach.

Prawie wszystkie pokazywane na Kongresie urządzenia są produktem przemysłu francuskiego, który zdolny jest dziś do produkcji nadajników i odbiorników telewizyjnych całkowicie z wytwarzanych przez siebie części. W ramach zjazdu urządzona była niewielka wystawa przemysłowa. Prócz tego uczestnicy zwiedzili parę największych fabryk aparatury telewizyjnej, gdzie oglądali w pracy nadajniki z definicją 729 linii (opisane i scharakteryzowane w referacie J. Delvaux), urządzenia telekino, radary i wiele urządzeń radiofonicznych. Obejrzeli też laboratoria bardzo wysokich częstotliwości i elementy „kabla hertzowskiego" — łańcucha kierunkowych stacji przekaźnikowych, który połączy w 1949 r. nowobudowaną stację telewizyjną w Lille ze stacją paryską. Jest to pierwszy we Francji kabel hertzowski, pierwszy z projektowanej sieci, która połączy w przyszłości 10 stacji nadawczych.

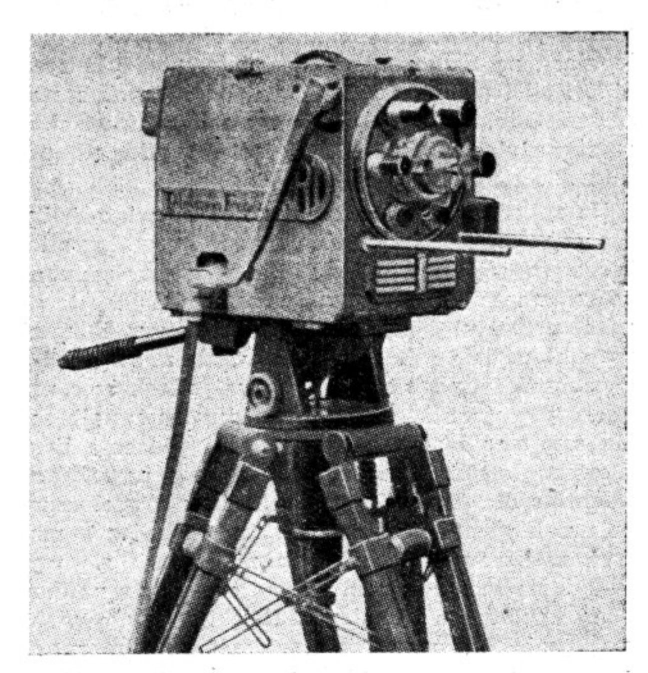
Z zagranicznych wytwórców, którzy pokazali swe osiągnięcia, trzeba wspomnieć holenderskiego Philipsa, który demonstrował odbiór transmisji 567 liniowej z prowizorycznego studia i RCA, która pokazała na dużym ekranie projekcje telefilmu.

Z szeregu interesujących referatów należy wspomnieć choć kilka. W referacie o dzisiejszych perspektywach przemysłowych francuskiej telewizji profesor Grivet z Sorbony dochodzi do wniosku, iż w chwili obecnej dla telewizji wielkoekranowej największe szanse mają systemy czarnobiałe z pośrednim fotografowaniem na taśmę filmową i normalnym kinowym projektowaniem, zaś dla telewizji pokojowej lampy bezpośredniego widzenia, dające bądź obraz kolorowy, bądź czarno-biały (ostrzejszy, bardziej kontrastowy i tańszy). Najdogodniejszą wydaje mu się definicja 800—830 linii przy szerokości wstęgi 9 Mc/sek., na falach decymetrowych dla miast, a metrowych dla okolic o mniejszej gęstości zaludnienia.

Dyrektor techniczny Telewizji Francuskiej Ory zajmował się zagadnieniami: dopasowania nowych typów lamp i źródeł oświetlenia studiów z punktu widzenia charakterystyki spektralnej; wyboru długości fali dla kabla hertzowskiego — około 1,5 m; rejestracji obrazów telewizyjnych na taśmie filmowej.

Dr Thieman z Politechniki Zurichskiej opisał nową metodę otrzymywania obrazów wielkoekranowych t. zw. „eidofor" (płynny nośnik obrazu). Zastosowanie szczególnego typu przekaźnika świetlnego pozwoli w przyszłości zrezygnować z najczęstszego dziś sposobu projektowania na wielkie ekrany, polegającego na wyświetlaniu z pewnym opóźnieniem filmu z zapisanymi obrazami. Trudno w kilku słowach wyjaśnić nowy sposób. Pęk elektronów w urządzeniu odbiorczym pada nie na fluoryzujący ekran, lecz na cienką warstwę odpowiednio dobranego płynu, wywołując na jego powierzchni elektrostatyczne ładunki (modulowane przez sygnał video) i co za tym idzie ciśnienia i deformacje. Od deformacji tych zależy ilość przepuszczonego przez układ dwóch siatek i płynu światła, pochodzącego z mocnej lampy łukowej i mierzącego się wieloma tysiącami lumenów, które zapewni wystarczającą jasność obrazu na ekranie.

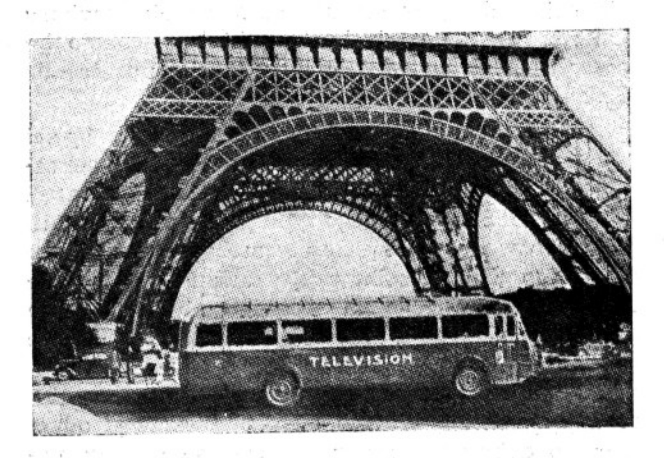
Niezależnie od tych opracowanych ostatnio metod rozpatrywano także sposoby zwiększenia jasności zwykłych lamp i wyboru właściwego układu optycznego (np. optyka Schmidta) i ekranu projekcyjnego.



Rys. 2.

Nowy sposób analizy obrazu, dogodniejszy od przyjętego obecnie między-liniowego, proponuje

inż. P. Toulon. Przy sposobie tym nazwanym przeżeń „analizą krokiem konia szachowego" albo „analizą międzypunktową", pęczek elektronów nie przebiega w sposób ciągły kolejnych linii poziomych, ale dzięki skombinowaniu analizy piono-



Rys. 3.

wej z poziomą i równoczesnym stosowaniu międzyliniowości pada na oddzielne izolowane punkty. Punkty te tworzą szachownicę, a pęczek posuwa się po niej w sposób nieco przypominający ruch konia szachowego. Metoda ta pozwala na zwiększenie wyrazistości obrazów, umożliwiając jednocześnie zwężenie przepuszczanej wstęgi, a więc i użycie dłuższej fali nośnej i zwiększenie zasięgu. Równocześnie zmniejsza się migotanie a także poprawia się jakość zdjęć szybko poruszających się przedmiotów.

Z propozycji dotyczących standaryzacji definicji można wspomnieć interesujący projekt włoski, polegający na nadawaniu z definicją międzyliniową 1200 linii i odbiorze rozmaitym dla różnych zastosowań. Odbiorniki pokojowe małoekranowe wykorzystywałyby tylko 600 linii jednej siatki, odbiorniki dużoekranowe całych 1200 linii.

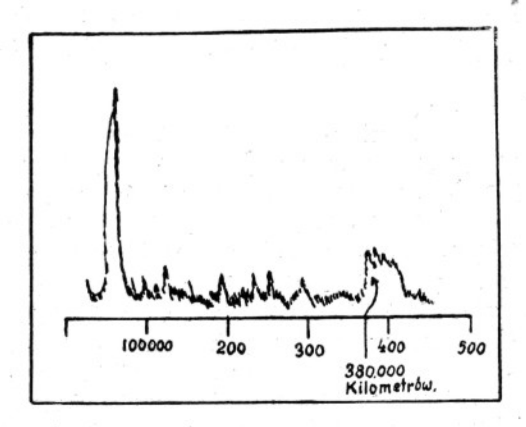
Na zakończenie wspomnieć należy o więzach łączących coraz ściślej telewizję z kinomatografią, które wpłynęły na taki a nie inny wybór zasadniczego tematu Kongresu. Kinematografia jako technika, przemysł i sztuka znacznie starsza i lepiej rozwinięta dała i daje telewizji wiele ze swych doświadczeń i osiągnięć. Już dzisiaj jednak w coraz większym stopniu obie te dziedziny zaczynają sobie wzajemnie pomagać. Z punktu widzenia handlowego telewizja staje się jednym z poważnych klientów dla filmu. Z punktu widzenia społecznego umożliwi ona ludziom oglądanie filmów w małych miejscowościach, gdzie nie opłaca się wyświetlanie ich w salach. Nas interesuje tu najbardziej współpraca techniczna. Dzięki znacznie większej czułości kamer telewizyjnych od filmowych, można za ich pośrednictwem filmować sceny (zwłaszcza aktualności, kronikę) w warunkach oświetlenia naturalnego, nawet wieczorem, kiedy zwykła kamera filmowa staje się bezsilną. Posługiwanie się kamerą telewizyjną i kontrolnym odbiornikiem znakomicie ułatwia pracę reżysera filmowego, który od razu widzi scenę filmowaną przerzuconą na ekran i może odpowiednio regulować oświetlenie i kontrasty. Kamery telewizyjne można obsługiwać zdalnie, można je więc ustawiać w miejscach, w których dłuższa praca operatora byłaby niemożliwa. Z drugiej strony wydaje się, że telewizja może nadawać bezpośrednio tylko sztuki typu teatralnego, podczas gdy użycie filmu rozszerza jej możliwości montażowe, reżyserskie, dekoracyjne, trickowe i ściśle artystyczne. Powtarzanie aktualności możliwe jest tylko przy pomocy telewizyjnego nadawania filmu, nakręconego poprzednio za pośrednictwem telewizji. Już z tych kilku uwag widać, jak bliska będzie współpraca filmu i telewizji.

Międzynarodowy Komitet Telewizyjny, który zebrał się w czasie Kongresu, zapowiedział na rok 1949 Kongres i Wystawę Międzynarodową w Mediolanie.

Zastosowanie radaru w astronomii

Od wczesnych czasów Radaru wysuwano propozycje, aby spróbować, czy nie dałoby się uzyskać odbić od tarczy księżyca. Sugestie te nie były brane poważnie do czasu gdy Sir Edward Appleton znakomity angielski znawca jonosfery i rozchodzenia fal, laureat nagrody Nobla, orzekł w r. 1945 kategorycznie, że dokonanie tego jest możliwe. W rok później amerykański oddział radarowy dokonał pierwszy „połączenia" z księżycem, uzyskując echo na ekranie oscylografu katodowego.

Do eksperymentu użyto normalnego radaru dalekiego zasięgu, wcześniejszego typu, o fali 2,7 m, lecz ze specjalnie rozbudowaną anteną o 64 elementach (dipo-



Rys. 1.

lach). Antena ta nie mogła się przechylać w płaszczyźnie pionowej, tak że doświadczenia musiały się odbywać, kiedy księżyc był na linii horyzontu. Większe tłumienie, na skutek grubszej warstwy jonosfery w tym kierunku, nie przeszkodziło udaniu się eksperymentu.

Echa od przedmiotów ziemskich wracają do źródła po upływie kilku zaledwie milisekund. Dozuje się impulsy zatem więc tak, aby obraz na ekranie był ciągły. Skupia się przy tym bardzo wielkie moce (do kilku tysięcy kilowatów) w krótkim impulsie, trwającym około jednej milionowej sekundy i powtarzanym około tysiąc razy na sekundę. Dla eksperymentu księżycowego trzeba było użyć częstotliwości powtarzania zaledwie 1 impuls na 5 sekund, zaś czas trwania impulsu: 0,2 — 0,5 sek. Odpowiednio zmniejszono moc do około 5 kilowatów.

Załączony wykres śladu oscylografu wykazuje, że otrzymano echo z odległości 380.000 km, co sprawdza znaną już z astronomii cyfrę.

Przez wybudowanie urządzenia specjalnie przystosowanego do eksperymentów astronomicznych będzie można osiągnąć jeszcze lepsze i dalej idące rezultaty. Na myśli mamy skrócenie fali, zwiększenie mocy i zastosowanie systemu anten lub nowowynalezionych soczewek radiowych o bardzo ostrym kącie wysyłania (aż do 1/10 stopnia rozwartości). Nasuwa się też jednocześnie pytanie, czy da się osiągnąć dalsze planety systemu słonecznego. O trudnościach niech świadczy poniższa tabela, która podaje najkrótszy czas echa.

Księżyc	2,56	sek.
Venus	4,5	min.
Mars	6,2	„
Słońce	16,6	„
Jowisz	66	„

Tym, którym te czasy wydają się długie, przypominamy, że astronomia posługuje się falami świetlnymi, które nie są ani o jeden cm na sek. szybsze od naszych fal elektromagnetycznych.

Tym sposobem astronomowie mają nadzieję dokonać szybkiego i pewnego pomiaru odległości Ziemi od Słońca. Jest to podstawowy pomiar astronomii, ale dokonanie jego wymaga bardzo dokładnych pomiarów przez szereg obserwatoriów, rozsianych na całej kuli ziemskiej, i miesięcy obliczeń, zanim otrzyma się wynik. Za pomocą radaru osiągnie się rezultat szybko i z o wiele większą dokładnością.

Meteory i radio

Meteory zwane w języku potocznym spadającymi gwiazdami budzą zawsze ciekawość, zwłaszcza zaś w miesiącu sierpniu, kiedy ukazuje się ich najwięcej, dają one piękną i ruchomą dekorację roziskrzonego gwiazdami nieruchomego nieba. Dziś nie patrzymy na nie z obawą, choć pewne przesądy, pochodzenie których tonie w zamierzchłych wiekach, są z nimi związane i chętnie, zwłaszcza przez młodzież, przypominane. Dla nas radiotechników stanowią one coś więcej niż rozrywkę, więcej nawet niż obiekt naukowego zainteresowania. Grają one bowiem poważną rolę w rozchodzeniu się fal, dzięki ich wpływowi na stan jonizacji wyższych warstw atmosfery.

W ciągu dnia jonizację wyższej atmosfery, dzięki której możliwa jest dalekosiężna komunikacja radiowa, wytwarza ponad-fiołkowe promieniowanie słońca. Badania jednakże stwierdzają, że taka jonizacja ustaje natychmiast prawie po ustaniu jej przyczyny, t. j. promieniowania słonecznego. Cóż więc ją utrzymuje nadal, choć w nieco zmienionej formie? Otóż w ciągu nocy jonizacja utrzymuje się właśnie dzięki temu, że przez te warstwy atmosfery przelatują niezliczone miliony maleńkich, mikroskopijnych meteorów — „kurzu gwiezdnego", biegnących z ogromną szybkością i ciągnących za sobą długie ogony zjonizowanych gazów. Meteory więc odgrywają całkiem praktyczną i niezmiernie doniosłą rolę.

Meteory wykrywane na ekranach radaru, ich szybko mijające echa są znane operatorom radio-lokacji. Ostatnio jednak wykryto, że w odpowiednich warunkach meteory można „słyszeć" w zwykłych odbiornikach. Mianowicie dwaj inżynierowie Indyjskiej Kompanii Radiowej o dźwięcznych nazwiskach Chamanlal i Venkataraman, zaobserwowali nieznanego pochodzenia gwizdy, których przyczyna nie dała się początkowo wytłumaczyć. Były one z reguły bardzo krótkie, nigdy dłuższe, niż 1½ — 2 sekundy; zaczynały się od wysokiego tonu rzędu 2 — 3000 c/s, którego wysokość szybko spadała nie dosięgając jednak częstotliwości zera. Po pewnym czasie pp. Ch. i V. stwierdzili łączność gwizdów ze spadającymi gwiazdami i przeprowadzili szereg prób i obliczeń. Gwizdy odbierali oni na odbiorniku kontrolnym znajdującym się w odległości około 20 km od grupy nadajników krótkofalowych o mocy 10 — 50 KW, pracujących na falach w zakresie 5 — 15 Mc/sek.

Obliczenia szybkości lotu meteoru, a właściwie jego składowej w kierunku obserwatora, dokonać można, stosując wzór na efekt Doplera:

$$V = \frac{N \,.\, c}{2F}$$

gdzie N jest to wysokość tonu gwizdu, c — szybkość światła i F — częstotliwość fali nośnej, na której przeprowadza się obserwacje.

Jeśli weźmiemy N = 3000 c/s i F = 6 Mc/s, otrzymamy:

$$V = \frac{3000 \,.\, 3 \,.\, 10^{10}}{2 \,.\, 6 \,.\, 10^{6}} \text{ cm/sek} = 75 \text{ km/sek}$$

Szybkość meteorów znana z obserwacji optycznych waha się w granicach 20 — 180 km/sek, co potwierdza powyższy wynik.

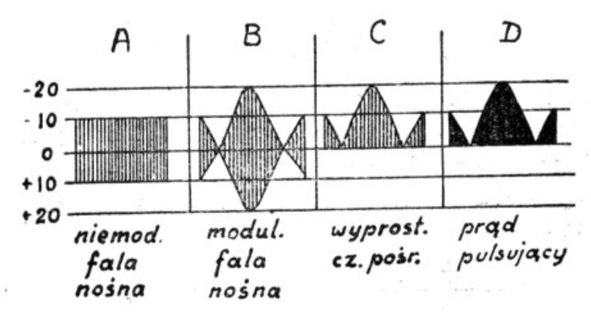
W czasie obserwacji stwierdzono o wiele więcej gwizdów niż można było zauważyć gwiazd spadających. Nic w tym dziwnego, bowiem małe meteory nie dają zjawisk świetlnych. „Małe" czy „duże", to pojęcie względne, ale nie wszyscy zdają sobie sprawę, że mały meteor jest wielkości ziarnka piasku, zaś „duży" — główki od szpilki do kapelusza, wielkości kuli rewolwerowej są rzadkością. Widać z tego jak czuła jest metoda radiowa!

Ograniczniki trzasków

Dość znaczna część trzasków, jakie z przykrością odczuwamy w naszych odbiornikach, są to impulsy stosunkowo bardzo silne, o wiele przewyższające odbieraną stację, lecz zarazem bardzo krótkotrwałe. Eksperymenty z trzaskami tego typu, zwanymi „strzałowymi", wykazały, że jeśli na te krótkie momenty trzasku zamknąć, „zatkać" w jakikolwiek sposób odbiornik, to trzaski zmniejszą się znacznie, natomiast krótkie okresy zmniejszonej czułości nie wpłyną wcale lub w małej mierze na charakter i jakość odbieranych sygnałów. Już nawet tylko ograniczenie tych trzasków do amplitudy sygnału zmniejszy zasadniczo ich efekt.

Na rys. 1 pokazany jest znany mechanizm detekcji, czyli demodulacji, przegląd którego konieczny jest do zrozumienia zasady działania i zakresu pracy ogranicznika. Sekcja A pokazuje niezmodulowaną falę nośną o amplitudzie 10 woltów. Sekcja B falę nośną zmodulowaną w 100%, sekcja C tę falę nośną wyprostowaną przez diodę detekcyjną i wreszcie sekcja D tę ostatnią przekształconą przez wyfiltrowanie na pulsujący prąd stały, który daje odpowiednie napięcie na oporze obciążającym diody. Wielkości napięć podane na rys. 1 są oczywiście arbitralne i służą do ilustracji.

Wartość średnia wyprostowanego napięcia na oporze obciążającym diody nie zmienia się podczas modulacji, jest taka sama dla niezmodulowanej fali nośnej jak i dla zmodulowanej w 100%. Praktyka potwierdza tę regułę z bardzo niewielkimi odchyleniami. Fala nośna

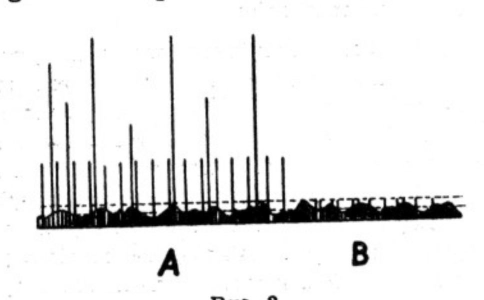


Rys. 1.

z rys. 1-A spowoduje spadek napięcia 10 woltów na oporze obciążającym diody, zaś zmodulowana fala nośna z rys. 1-B da spadek wahający się między dwudziestoma woltami a zerem, ze średnią znowu dziesięć woltów.

Najwyższa szczytowa wartość napięcia fali zmodulowanej wynosi podwójną wartość tejże fali bez modulacji. Jeżeli więc zakres działania odbiornika zostanie zalimitowany, każdorazowo i automatycznie, do wartości równej podwójnej fali nośnej nie poczynimy żadnej szkody odbieranemu sygnałowi wraz z modulacją.

Rozpatrzmy teraz rys. 2. Sekcja A przedstawia wyprostowaną falę nośną z rys. 1-D przy towarzyszeniu silnych trzasków. Wysokie linie pionowe wyobrażają chwilowe napięcia spowodowane przez wyładowania elektryczne, zapłony samochodowe itp. Na takie króciutkie impulsy ucho ludzkie reaguje słabo, bowiem organ naszego słuchu posiada znaczną bezwładność.



Rys. 2.

A. Modulowana fala nośna z silnymi impulsami trzasków.

B. Modulowana fala nośna z impulsami trzasków ograniczonymi do szczytu modulacji.

Jeśli więc obetniemy impulsy trzasków do wysokości szczytu modulacji, tak jak to pokazuje sekcja B rys. 2, to co pozostanie z przeszkód nie oddziała prawie wcale na ucho, dając — fakt czy złudzenie — znacznie zmniejszony poziom trzasków. Są to konkluzje z obserwacji praktycznych.

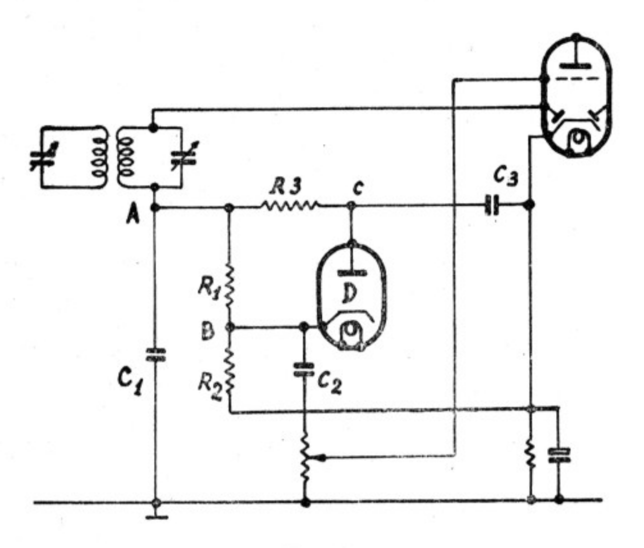
Urządzeniem, które zachowuje się w sposób odpowiadający powyższym wymaganiom, jest ogranicznik Dickerta (QST Listopad 1938), którego schemat podaje rys. 3. Jego działanie da się streścić jak następuje: kiedy nastroi się odbiornik na falę nośną, wyprostowany prąd płynie przez oporność obciążenia, tutaj złożoną z oporów R_1 R_2 i daje stałe napięcie na obciążeniu takie, że punkt A jest ujemny w odniesieniu do masy. Kiedy fala nośna jest zmodulowana, napięcie to będzie się zmieniało od zera do podwójnej tej stałej wartości.

Obciążenie diody podzielone jest na dwa równe opory, ponieważ $R_1 = R_2$, więc punkt B i zarazem katoda diody przeciwszumowej D będą na potencjale zmieniającym się od zera do połowy szczytowej wartości w punkcie A, innymi słowy od zera do amplitudy fali nośnej w woltach.

Jeśli teraz układ R_3 i C_3 będzie miał dostatecznie długą stałą czasu ($T = R_3 \cdot C_3$), anoda diody D nie będzie zdolna do podążenia za modulacją, lecz osiągnie potencjał równy średniemu ujemnemu potencjałowi w punkcie A, takiemu, jaki będzie miał ten punkt podczas braku modulacji.

Tak więc przy wszystkich amplitudach sygnału aż do 100% modulacji, katoda diody D nigdy nie stanie się bardziej ujemna, niż jej anoda, co najwyżej ich potencjały mogą się chwilowo zrównać i dioda nie będzie przewodziła prądu.

Kiedy zostanie odebrany silny impuls trzasku, punkt A stanie się natychmiast bardzo ujemny, także punkt B będzie za nim podążał, choć w połowie, lecz punkt C pozostanie nienaruszony, ponieważ stała czasu $R_3.C_3$ przeciwdziała szybkim zmianom. Punkt B stanie się



Rys. 3.

więc chwilowo znacznie ujemny w stosunku do „nieruchomego" punktu C, dioda D przepuści prąd i potencjał w punkcie B spadnie do potencjału w punkcie C. Ponieważ sygnał częstotliwości akustycznej jest pobierany z katody diody D, czyli z punktu B, impuls trzasku zostaje ucięty w swej amplitudzie. Jeśli dioda D działa dostatecznie szybko i posiada niską oporność wewnętrzną w stanie przewodzenia, amplituda szumu nie będzie zdolna przekroczyć szczytu modulacji 100%.

Jeśli więc charakter przeszkód jest ostry i krótki, rzędu 50 mikrosekund trwania, i nie zostają one przedłużone w czasie swej drogi przez odbiornik — ogranicznik działa bardzo dobrze, nie będąc jednakże lekarstwem na wszystkie rodzaje przeszkód.

Ogranicznik Dickerta jest bardzo prosty w zasadzie i wykonaniu. Wielu amatorów go próbowało, pojawił się także i w odbiornikach fabrycznych, zwłaszcza typu komunikacyjnego. Pokazało się również wiele wariantów tego układu, sam Dickert na przykład w swym pierwotnym opisie stosował również triodę w miejsce diody.

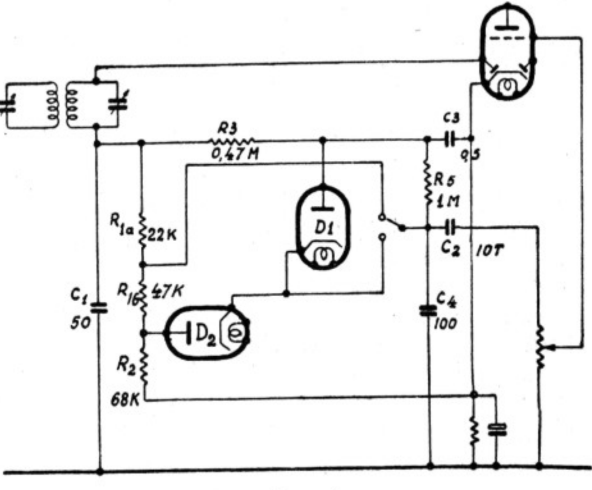
Pośród wielu tak powstałych układów przeprowadzono pewne klasyfikacje i oryginalny układ Dickerta oraz mu podobne nazwane bocznikowymi, ponieważ swe działanie opierają na zwierającej funkcji diody przeciwszumowej. Inne nazwano szeregowymi, ponieważ czynią użytek z otwierania i zamykania drogi przez odpowiednio zastosowaną diodę lub triodę w szereg z sygnałem częstotliwości akustycznej.

Dla przykładu przytoczymy bardzo praktyczny układ z rys. 4 (Dent. Wireless World Grudzień 1946), który stosuje dwie diody, jedną równoległą, drugą szeregową.

Dla sygnałów aż do 100% modulacji dioda szeregowa D_2 przewodzi, ponieważ jej katoda utrzymuje się na potencjale bardziej ujemnym, niż jej anoda. W tym czasie dioda bocznikująca D_1 nie przewodzi. Z nadejściem silnego impulsu trzasku warunki te odwracają się, ponieważ anoda D_2 staje się nagle bardzo ujemna i lampa odcina obwód częstotliwości akustycznej. Pierwszą funkcją diody D_1 w tym układzie jest utrzymywanie katody diody D_2 o ile to tylko możliwe na potencjale równym anodzie D_1.

To podwójne działanie daje w efekcie bardziej skuteczne wycinanie impulsów od pojedyńczej diody i układ dobrze funkcjonuje na różnych typach odbiorników komunikacyjnych.

Na rys. 4 dioda szeregowa i równoległa są narysowane jako oddzielne lampy, celem przejrzystości oraz aby analogia ze schematem na rys. 3 była łatwo widoczna. W praktyce można oczywiście użyć jednej duodiody.



Rys. 4.

Ponieważ w obu powyższych ogranicznikach pobieraliśmy sygnał częstotliwości akustycznej ze środka oporu obciążenia diody detekcyjnej, musimy liczyć się z utratą połowy użytecznego napięcia. Trzeba więc przewidzieć więcej wzmocnienia niskiej częstotliwości bądź przez większe wykorzystanie istniejącej rezerwy wzmocnienia, bądź przez pewne małe zmiany w układzie odbiornika. Na wszelki wypadek przewidziany jest przełącznik, którym wyrzucamy ogranicznik z układu, tak aby zachowanie układu można było łatwo sprawdzić we wszystkich napotkanych warunkach.

Inż. Zb. Witkowski

Badanie radioodbiorników

Przedmiotem niniejszego artykułu będzie zaznajomienie się z definicjami określającymi jednoznacznie własności każdego odbiornika, a następnie podanie sposobów jego badania.

Przeznaczeniem odbiornika radiofonicznego jest wierne odtwarzanie tego co dana stacja nadaje, przez dostarczanie mocy wyjściowej częstotliwości akustycznej w postaci odbioru słuchawkowego, względnie głośnikowego.

Punktem wyjścia przy badaniu odbiorników radiofonicznych jest pewna „normalna" moc wyjściowa w głośniku, a mianowicie 0,05 wata. Moc ta jest wydzielana w bezindukcyjnym oporze R, przyłączonym do zacisków wyjściowych radioodbiornika w ten sposób, aby przepuszczał on tylko prąd zmienny, np. przez odpowiedni kondensator, przy odłączonej cewce drgającej głośnika.

Opór obciążenia, na którym jest mierzona moc wydzielana, powinien być dopasowany do lampy końcowej badanego radioodbiornika, tj. powinien być taki, aby było możliwe uzyskanie największej niezniekształconej mocy jaką lampa dać może. Opór ten podają katalogi lamp.

Trzy są zasadnicze własności radioodbiornika: czułość, selektywność i wierność odtwarzania.

Czułość odbiornika określa się jako jego zdolność reagowania na dostatecznie małe napięcie wejściowe, dla częstotliwości, na którą odbiornik jest nastrojony.

Czułość jest mierzona ilościowo jako wartość napięcia wejściowego modulowanego 30% 400 okresami, potrzebnego do otrzymania normalnej mocy wyjściowej. Napięcie to przykłada się poprzez „antenę sztuczną" składającą się z pojemności 200pF, indukcyjność 20 μH i oporności 25Ω.

Selektywność określa się jako zdolność do wyodrębnienia sygnału o danej częstotliwości nośnej z pomiędzy sygnałów o innych częstotliwościach. Wyraża się ona liczbowo jako „szerokość wstęgi".

Wierność odtwarzania jest to zdolność prawidłowego odtwarzania, na wyjściu radioodbiornika, kształtu sygnału wprowadzonego na wejściu.

Wierność odtwarzania jest mierzona na wyjściu odbiornika jako zawartość harmonicznych modulacji fali odbieranej oraz równomierność przekazywania wstęgi częstotliwości akustycznych.

Jako „normalne częstotliwości" przyjmuje się dla zakresu długofalowego — 150, 200, 250 i 300 kc i dla zakresu średniofalowego — 600, 800, 1000, 1200 i 1400 kc.

Do badania odbiorników używa się generatora sygnałów wzorcowych o dokładnie znanych: częstotliwości, napięciu wyjściowym oraz głębokości modulacji, miernika mocy wyjściowej (najczęściej woltomierz prądu zmiennego), oraz miernika zawartości harmonicznych.

Przy badaniu radioodbiornika napięcia zasilające nie powinny się zmieniać.

Dla odbiorników reakcyjnych wszystkie badania są przeprowadzone dla:

1) odbiornika dostrojonego, ustawionego na granicy powstawania drgań;

2) odbiornika dostrojonego, ustawionego na minimum reakcji.

Badania podaje się w postaci wykresów. Przy badaniu czułości doprowadza się napięcie w. częstotliwości modulowane częstotliwością 400 okr., przy głębokości modulacji 30%, szeregowo ze sztuczną anteną, i reguluje się napięcie wejściowe aż do otrzymania normalnej mocy wyjściowej dla normalnych częstotliwości nośnych. Wyniki są podawane w postaci wykresów napięcia wejściowego w funkcji częstotliwości, dla poszczególnych zakresów fal.

Przy badaniu selektywności radioodbiornika dostraja się go kolejno do każdej normalnej częstotliwości i notuje się napięcie wejściowe, potrzebne do otrzymania normalnej mocy wyjściowej dla szeregu częstotliwości po obu stronach punktu dostrojenia, dotąd, aż napięcie wejściowe osiągnie 1000 razy napięcie wejściowe przy rezonansie.

Wyniki badania podaje się w postaci krzywych selektywności (patrz Radio nr 3/4, rok III, str. 25, rys. 2).

Zamiast krzywych selektywności można po prostu podawać szerokości wstęgi dla napięć 10, 100 i 1000 razy większych od napięcia przy dostrojeniu.

Przy badaniu wierności odtwarzania radioodbiornika dostraja się go, doprowadza się normalne napięcie wejściowe i, zmieniając częstotliwość modulującą od 25 do 10000 przy stałej głębokości modulacji 30%, mierzy się napięcie wyjściowe dla poszczególnych częstotliwości modulujących. Wyniki podaje się w postaci krzywych, jako stosunek napięcia wyjściowego przy danej częstotliwości do napięcia przy 400 okr. Mierzy się również procent harmonicznych wprowadzanych przez odbiornik przy pracy normalną mocą wyjściową oraz przy pełnej mocy. Poza tym podaje się napięcie szumu.

Najprostszym ilościowym określeniem wielkości szumu byłby pomiar wielkości tego napięcia na oporze obciążenia odbiornika i określenie stąd mocy szumu, jednakże taki pomiar nie może być miernikiem jego wrażenia na ucho ludzkie.

Z tego powodu dla takiego pomiaru stosuje się specjalne filtry, które powodują, że różne napięcia szumu są tłumione odpowiednio do ich ważności z punktu widzenia czułości ucha. Zmierzona skuteczna wartość tego napięcia za takim filtrem jest równa pierwiastkowi kwadratowemu z sumy kwadratów składowych szumu. Wielkość ta jest miernikiem niepożądanego wpływu szumu jaki powstaje w odbiorniku; mając wartość wyjściową oporności omowej można obliczyć moc skuteczną wytwarzaną przez szum.

Na zakończenie zwracamy uwagę, że obiektywne badanie radioodbiorników jest bardzo ważne i nie tylko dla konstruktorów, lecz i dla przeciętnego nabywcy, który z porównania kilku świadectw badania (oczywiście przeprowadzanych przez bestronne laboratorium probiercze) zawsze mógłby wybrać taki odbiornik, który odpowiada miejscowym warunkom pracy najlepiej.

Sprzężenie RC przy wzmacnianiu impulsów

Wybór kondensatora sprzęgającego we wzmacniaczach oporowych jest sprawą powszechnie znaną. „Radio" zamieściło w Nr. 11/12 1947 r. nomogram, z którego każdy może obliczyć kondensator sprzęgający, tak aby odpowiadał postawionym warunkom. Warunki te mówią, że przekazywanie układu może spaść o tyle a tyle decybeli na danej pojedynczej częstotliwości (najczęściej tzw. dolnej częstotliwości granicznej). Obliczenie wtedy jest bardzo łatwe. Na rys. 1 mamy kolejno schemat układu wzmacniacza RC oraz równoważne układy uproszczone. Wzór na wzmocnienie wygląda następująco:

$$G = S \,.\, R \,.\, x$$

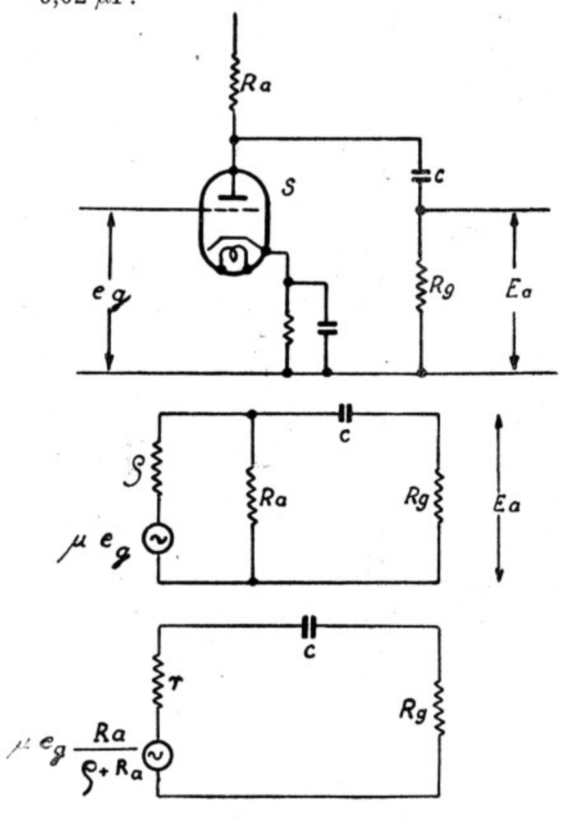
gdzie S — to nachylenie charakterystyki lampy w mA/V, $R = \frac{\rho \,.\, R_a \,.\, R_g}{\rho \,.\, R_a + \rho \,.\, R_g + R_a \,.\, R_g}$ to wartość oporności powstałej z równoległego połączenia oporności wewnętrznej lampy ρ, oporności obciążenia R_a oraz oporności upływowej siatki R_g. Wreszcie x — to pewien współczynnik, w skład którego wchodzi wartość kondensatora C i nad rolą którego pragniemy się zastanowić. Obliczona dla częstotliwości stałej wartość ta wynosi:

$$x = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{[\omega c\,(r + R_g)]^2}}}$$

gdzie $r = \frac{\rho \,.\, R_a}{\rho + R_a}$.

Wspomniany nomogram został podany dla tego właśnie wzoru z uproszczeniem, w którym pominięto r wobec R_g, co jest dopuszczalne, zwłaszcza, że prowadzi do nieco większej wartości na C.

Obliczmy sobie więc, dla ujęcia całokształtu, jakiś banalny wypadek. Na przykład R_g = = 0,5 MΩ, spadek wzmocnienia — 1 db (x = = 0,89) na 30 c/s, stąd otrzymujemy C = = 0,02 μF.



Rys. 1.

Warunkom na przekazywanie tonu stałego stanie się zadość, gdy zastosujemy taki kondensator; ale umysły radiotechników od bardzo dawna zaprzątała sprawa **stanów przejściowych.** Wzmacniacze nie są przecież przeznaczone do oddawania stałych tonów, lecz

mowy i muzyki z ich ustawicznymi zmianami. Jak wtedy zachowuje się sprzężenie RC i w ogóle cały wzmacniacz? Dla znalezienia odpowiedzi na to pytanie stworzono najpierw teorię zachowania się układów przy napięciach „uskokowych", przede wszystkim, jak zachowują się układy, kiedy przyłożone napięcie ma kształt nie sinusoidalny, lecz prostokątny, a w szczególności kwadratowy. Pod naciskiem telewizji z jej szerokowstęgowymi wzmacniaczami przeznaczonymi dla napięć, których kształt nic nie ma wspólnego z sinusoidą, a składa się po części ze skomplikowanych kombinacji prostokątów, trójkątów i in., zrobiono generatory fal kwadratowych, opracowano teorię jakim zniekształceniom takiej krzywej, obserwowanej po wzmacniaczu na ekranie oscylografu jakie odpowiadają niedociągnięcia układu. Obecnie badanie wzmacniaczy krzywymi kwadratowymi jest bardzo rozpowszechnione. Polskie Radio również wprowadza ten system do swoich nowych urządzeń, a z teorią i praktyką tych badań nie omieszkamy zaznajomić Czytelników „Radia".

Na razie jednak powrócimy do naszego tematu, obliczenia kondensatora C dla napięć uskokowych. Dla dokonania tego wychodzimy nie z obliczeń dla sinusoidy, lecz z podstawowego prawa ładowania i wyładowania kondensatora poprzez opór. Prawo to, jak wiemy, jest wykładnicze i wyraża się wzorem:

$$x = e^{-t/T}$$

gdzie x będzie nowym współczynnikiem przy wzorze na wzmocnienie, e jest podstawą logarytmów naturalnych, t — to czas przebiegu zjawiska, a T — to „stała czasu" układu ($T = R_g \cdot C$ z uproszczeniem jak wyżej).

Jeśli **x** jest nie mniejsze od 0,95, możemy napisać z dostateczną dokładnością:

$$x \cong 1 - \frac{t}{T}$$

Przerobimy teraz prosty, lecz wymowny przykład. Obliczymy mianowicie jaka potrzebna jest wartość C dla przekazywania napięć, powiedzmy, kształtu zębów piły (wzmacniacz dla podstawy czasu w oscylografie katodowym) o częstotliwości powtarzania 30 c/s, tak aby zniekształcenia ograniczyły się do 5%. Pod zniekształceniami będziemy tu rozumieli to, aby krzywa na wyjściu wzmacniacza, uwarunkowana prawem ładowania i wyładowania kondensatora, nie odbiegała od krzywej na wejściu na więcej niż ± 5%. Mamy więc $x = 0{,}95$, $t \cong {}^1/_{30}$ sek (pomijamy czas powrotnego biegu plamki), stąd:

$$T = C \cdot R_g = {}^2/_3 \text{ sek.}$$

i dla $R = 0{,}5$ MΩ

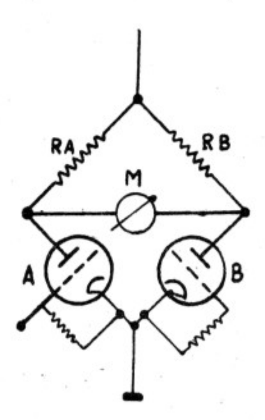
$$C = 1{,}33\ \mu F$$

Wartość w ten sposób otrzymana jest **67** razy większa, niż przy założeniu krzywej sinusoidalnej. Rozpiętość jest zbyt wielka, aby nie wziąć jej pod uwagę. Najprostsze zdawałoby się rozwiązanie, a mianowicie: ustawienie po prostu kondensatora rzędu 1 μF zamiast rzędu 0,02 μF; pociąga to za sobą, niestety, wiele niedogodności. Przede wszystkim wiemy, jak doskonała musi być izolacja, innymi słowy, jak mały upływ kondensatora sprzęgającego między anodą na wysokim plusie a siatką na bardzo ściśle wyznaczonym minusie i to obarczonej dużym oporem upływowym. Po drugie, w razie chwilowego wkroczenia w zakres prądu siatki, przez przesterowanie, daje się odczuć przy dużym kondensatorze przykre zjawisko długiego „zatknięcia". Po trzecie wreszcie, kondensator taki ma przeważnie dużą szkodliwą pojemność do masy, więc obcina ubocznie wysokie tony — wisieć zaś „w powietrzu" bez uziemienia swej obudowy również nie powinien. W rozważaniu tych wszystkich „za" i „przeciw" Polskie Radio stosuje przeważnie wartość C = 0,1 μF, przyjmując, że przy przekazywaniu mowy i muzyki warunki nie są tak krytyczne, jak dla wyżej podanego przykładu, są one raczej czymś pośrednim między sinusoidą a falą uskokową. Do spraw tych będziemy mieli okazję niejednokrotnie powrócić zwłaszcza wobec nadciągającej „epoki telewizji" i związanymi z nią problemami wzmacniaczy z jakimi dotychczas się nie stykaliśmy.

»Voltohmyst«

W nr 5/1947 s. 23 „Radia" podaliśmy opis woltomierza lampowego „Vomax" firmy Silver.

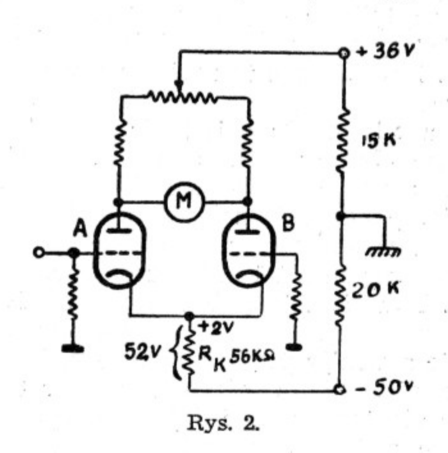
W tym samym numerze na str. 2 widzieliśmy zdjęcie podobnego woltomierza firmy R. C. A. zwanego „Voltohmyst". Wynalazcą tego ostatniego przyrządu jest John Rider, znany poza tym publicysta, autor grubych tomów „Rider-Manual" stanowiących doroczny zbiór schematów, zdjęć i wskazówek do strojenia i reperacji wszystkich odbiorników amerykańskich.



Rys. 1.

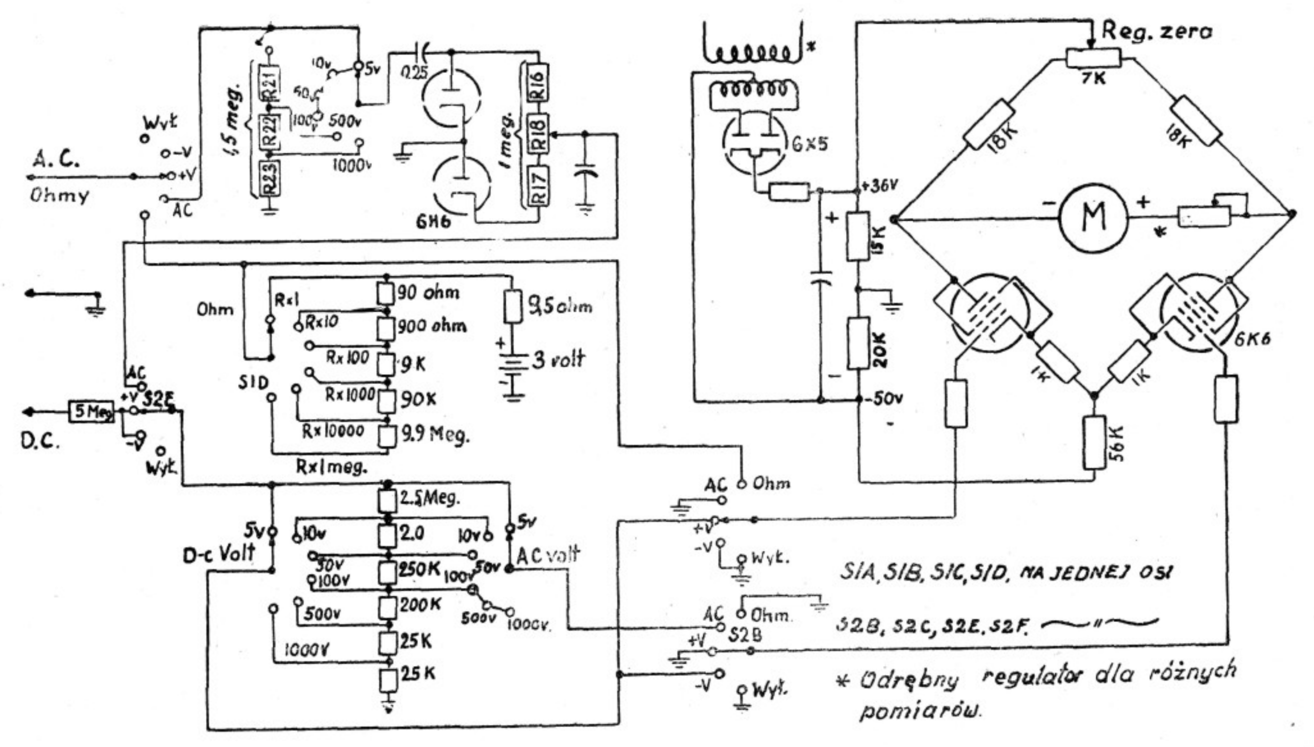
Zasada działania „Voltohmyst'a" jest prosta i znana była już w latach 1930-tych. Jest to tzw. „mostek lampowy" wskazany na rys. 1. Do lamp A i B płyną w stanie spoczynku jednakowe prądy i dają na oporach anodowych R_A i R_B jednakowe spadki napięć. Skutek tego jest taki, że pomiędzy anodami obu lamp nie ma różnicy potencjałów i w rezultacie przez przyrząd M, włączony w poprzecznej gałęzi mostku, pomiędzy anodami lamp, nie płynie żaden prąd i nie ma wychylenia. Kiedy jednak siatka lampy A otrzyma pewne, niewielkie zresztą napięcie (ujemne), to prąd w jej obwodzie anodowym zmniejszy się. Na skutek tego napięcie na anodzie tej lampy wzrośnie i równowaga mostka zostanie w pewnej mierze zachwiana. Pomiędzy anodami lamp pojawi się różnica potencjałów a przez przyrząd M popłynie prąd i da wychylenie wskazówki. Jeśli zdoła się tak zaprojektować cały układ, aby zależność pomiędzy wychyleniem przyrządu a napięciem siatkowym była wprost proporcjonalna lub — wyrażając się językiem technicznym — liniowa, to najgłówniejszy problem będzie rozwiązany.

Nie jest to, niestety, łatwe zadanie, najlepszym dowodem, jest chyba to, że upłynęło 15 lat zanim doczekano się zadowalającego rozwiązania. Rozwiązanie dał — jak wiele innych problemów — feedback czyli ujemne sprzężenie zwrotne. Jest rzeczą wiadomą, że niezabocznikowanie dużym kondensatorem oporu katodowego daje automatycznie ujemne sprzężenie, połączone z wyprostowaniem charakterystyk oraz zmniejszeniem wzmocnienia układu. Niezabocznikowanie jednak oporu katodowego wzmacniacza przeciwsobnego o wspólnym oporze katodowym nie daje jednak rezultatów, ponieważ w tym oporze jako położonym w gałęzi „równoległej" nie przepływają te składowe prądów lampy, na które chcielibyśmy wpływać (znoszą się wzajemnie). Aby pewien rezultat osiągnąć w powyższy sposób, trzeba, aby wspólny opór katodowy był bardzo duży, wtedy bowiem najmniejsze nawet odchylenie w równowadze prądów anodowych da wyraźny efekt w pożądanym kierunku. Wielkość jednak oporu katodowego jest ściśle określona w katalogach lamp i stanowi ona o „punkcie pracy" czyli o wielkości prądu anodowego. Zbyt duży, zupełnie innego rzędu wielkości, opór katodowy zredukuje prąd anodowy prawie do zera, „zatykając" lampę, i nie będzie mowy o jakichkolwiek normalnych warunkach pracy. J. Rider znalazł właśnie rozwiązanie, które łatwo zrozumiemy, posługując się rys. 2. Napięcie anodowe, które wynosi w sumie 86 V przepływa dwiema drogami: jedną przez dzielnik złożony z dwu oporów: 15 KΩ i 20 KΩ, których punkt wspólny jest przyłączony do masy oraz drugą drogą przez opory anodowe lampy i wspólny opór katodowy R_K = 56 KΩ. Wartości są tak dobrane, aby na oporze R_K spadek napięcia wynosił około 52 V; w tym wypadku ka-



Rys. 2.

toda jest względem masy na potencjale + 2 wolty. Ponieważ siatki są uziemione (poprzez opory upływowe), wobec tego w stosunku do katody mają potencjał —2V. Teraz oba kryteria zostały spełnione: w katodzie mamy wielki opór a napięcia na siatkach, a więc warunki pracy, i prąd anodowy są normalne. Jak nieproporcjonalnie wielki jest opór 56 KΩ świadczą dane zaczerpnięte z katalogu lamp: jako normalny opór katodowy jednej lampy 6K6 figuruje tam



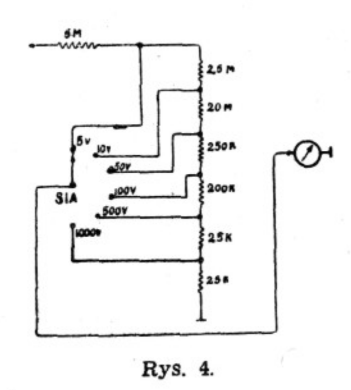
Rys. 8.

wartość 650 Ω dla dwóch lamp w push-pull, więc powinno być 325 Ω.

Drugą niecodzienną wartością u Voltohmyst'a jest bardzo niskie napięcie anodowe. Napięcie z prostownika jest już samo przez się niewysokie, wynosi bowiem, jak już wiemy, 86 V. Ponieważ jednak na opór katodowy traci się 52 wolty, pozostaje więc dla lamp zaledwie 34 wolty, z tego na anodzie lamp tylko około połowy. Dziwić się tylko należy, że przy tak niskim napięciu lampy chcą pracować i do tego doskonale liniowo. Zawdzięczać to można znowu tylko ujemnemu sprzężeniu w katodzie. Niskie napięcie anodowe dane jest nie bez przyczyny: w siatkach lamp mostka są załączone wysokoomowe opory, aż do wartości 10 megomów. Fabryki lamp zakazują zaś wstawiania do lamp, zwłaszcza głośnikowych, oporów upływowych siatki większych niż 1 MΩ, a często nawet tylko 0,5 MΩ. Powodem jest obawa, aby prądy jonowe, powstałe na skutek obecności resztek gazów, nie zmieniły prądu anodowego. Prądy jonowe bowiem płyną w kierunku odwrotnym do prądów elektronowych i dają potencjał dodatni na siatce, zwiększając prąd anodowy. Gdy jednak napięcie anodowe wynosi zaledwie kilkanaście woltów, jonizacja nie powstanie.

Widzimy więc, że w znanym od dawna układzie mostku lampowego z rys. 1 J. Rider zrobił kilka zasadniczych ulepszeń i dlatego RCA podjęła produkcję tego aparatu, który, kopiowany przez wiele innych firm pod różnymi nazwami „Vomax", „Vohmaster" itp., zyskał sobie największą popularność, nieledwie monopol pomiędzy woltomierzami lampowymi.

Na rys. 3 widzimy kompletny układ „Voltohmyst nr 195". Inne typy, jak na przykład WV-75A, wskazany na zdjęciu z nr 5/1947, jest przeznaczony dla szerszego zakresu częstotliwości aż do 250 Mc/s — zasada jest jednak ta sama. Zajmiemy się najpierw zasadą pomiaru przy prądzie stałym (D.C. — rys. 4). Ponieważ siatka lampy mostka nie pobiera żadnego prądu, nie stanowi więc obciążenia dla bardzo wysokoomowego dzielnika napięć. Dzielnik ten składa się najpierw z oporu 5 megomów umieszczonego



Rys. 4.

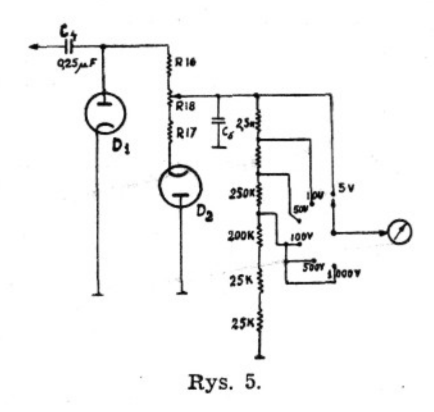
w czubku oddzielnej probówki dla napięć stałych (nie wprowadza się więc żadnych pojemności szkodliwych ani obciążenia do badanych układów np. wysokiej częstotliwości), reszta dzielnika ma w sumie również 5 megomów oporu. Nastawiając przełącznik na pozycję „5V" podłączamy mostek pomiarowy na połowę napięcia. Ponieważ pełne wychylenie przyrządu M uzyskuje się właśnie dla napięcia przyłożonego

do siatki 2,5 wolta, więc mamy pierwszą skalę na 5 woltów.

Jeśli przełącznik nastawimy na pozycję naprzykład 100 woltów, to pobierzemy do pomiaru przez mostek część napięcia w stosunku oporów 200 + 25 + 25 = 250 K Ω do 10 M Ω, a więc $^1/_{40}$ czyli znowu 2,5 wolta, a skala będzie na 20 razy więcej niż w wypadku 5 woltów.

Na skutek zastosowania dzielnika napięć oporność wejściowa wynosi dla każdego zakresu 10 MΩ.

Ze względu na użycie lamp charakter aparatu wymaga, aby jeden i ten sam biegun był stale uziemiony do masy. Dla pomiarów napięć stałych + i — przerzuca się wewnątrz woltomierza pomiar – to na jedną to na drugą lampę mostku, zachowując jednakowy kierunek wychyleń miernika M.

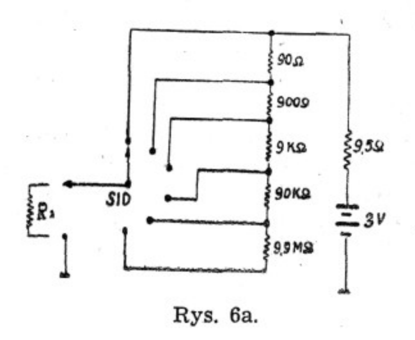


Rys. 5.

Rys. 5 wskazuje układ przyrządu dla pomiaru napięcia zmiennego. Kondensator C_4 wraz z diodą D_1 oraz oporami R_{16}, R_{17} i R_{18} stanowi woltomierz „szczytowy". Znaczy to, że napięcie wyprostowane daje wartość szczytową napięcia zmiennego, tj. 1,41 razy większą od wartości „skutecznej", na którą jest wyskalowany aparat. Za pomocą dzielnika napięć złożonego z oporów R_{16}, R_{18} i R_{17}, otrzymuje taką część uzyskanego napięcia (1 : 1,41), aby skale się zgadzały.

Dioda D_2 kompensuje prąd jaki płynie w każdej diodzie przy zerowym napięciu na anodzie oraz wyrównuje charakterystykę przy bardzo małych napięciach. Dzięki tym zabiegom, skala napięcia zmiennego pokrywa się ze skalą napięcia stałego, jest zupełnie prostolinijna, nie wykazując charakterystycznego dla normalnych woltomierzy (prostownikowych, dynamicznych czy z ruchomym żelazem) zagęszczenia na początku skali.

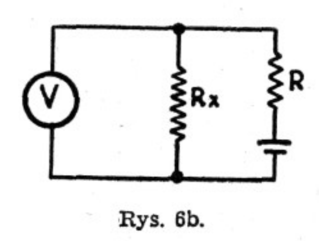
Użycie diody do prostowania napięć zmiennych ogranicza zakres pomiarów do około 100 woltów, diody bowiem, zwłaszcza te przeznaczone dla pracy na wyższych częstotliwościach,



Rys. 6a.

mają mały odstęp anoda-katoda i nie wytrzymują wyższych napięć. Dla pomiaru więc 500 i 1000 woltów dołącza się dzielnik napięć złożony z oporów R_{21}, R_{22}, R_{23} rezygnując w pewnej mierze z dużej oporności własnej woltomierza.

Układ dla pomiaru oporów w bardzo dużym zakresie wskazuje rys. 6a. Za pomocą baterii o napięciu zaledwie 3 wolty możemy mierzyć opory od kilku omów aż do dziesiątków i setek megomów. Rys. 6b wyjaśnia zasady pomiaru:



Rys. 6b.

wskazania woltomierza są zależne od wartości oporu mierzonego, a mianowicie:

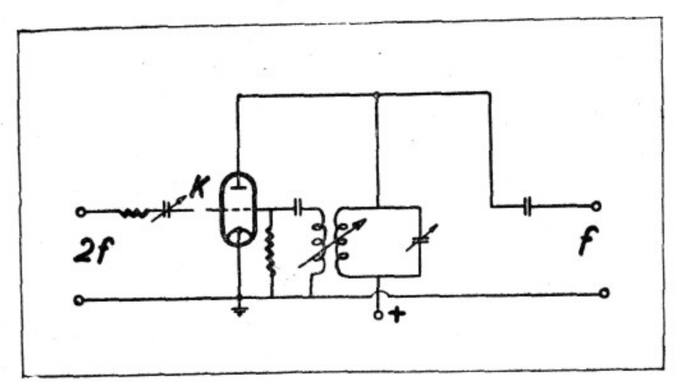
$$V = 3\frac{R_x}{R_x + R} = \frac{3}{1 + \frac{R}{R_x}}$$

można więc skalę wycechować bezpośrednio w omach. Zmieniając opór szeregowy R za pomocą przełącznika S1D uzyskujemy możliwość pomiaru w szerokich granicach.

Inż. W. Kowalski

Obniżanie częstotliwości

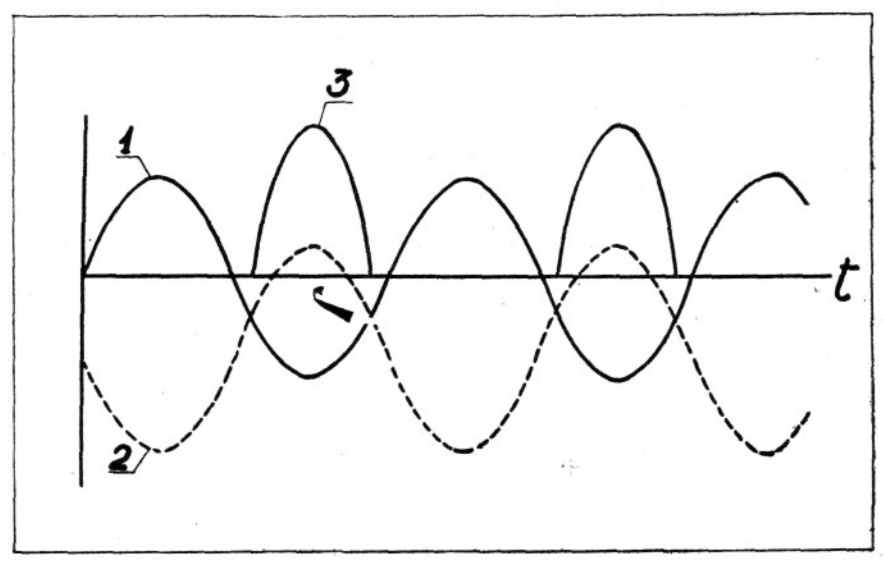
Powszechnie znany jest sposób nakładania drgań o dwóch różnych częstotliwościach, stosowany w odbiornikach superheterodynowych. Przez zmiksowanie uzyskuje się drgania o częstotliwości równej różnicy częstotliwości drgań nakładanych na siebie. Można więc uważać proces superheterodynowania za obniżanie częstotliwości odbieranej fali, a robi się to celem uzyskania lepszej selektywności odbiornika.



Rys. 1.

Zdudnienie dwóch drgań wielkiej częstotliwości bywa też stosowane często w różnych układach pomiarowych. Jest to wygodny sposób utrzymywania drgań o niższej częstotliwości, zmienianej łatwo w sposób ciągły przez strojenie generatora, z którego drgania użyte zostały do nałożenia na drganie o częstotliwości stałej. Częstotliwość dudnień nie jest tak stała, jak częstoliwość oscylatora lampowego pojedynczego, nie mówiąc o oscylatorach stabilizowanych kwarcem. Z tego względu superheterodynowanie nie nadaje się w tych wypadkach, kiedy wymagana jest duża stałość obniżonej częstotliwości, albo kiedy należy uzyskać drgania, których częstotliwość zawsze jest w określonym stosunku do częstotliwości jakiegoś generatora wzorcowego. Możliwości takie daje synchronizowanie ze sobą oscylatorów o częstotliwościach różnych, ale w prostym stosunku do siebie.

Schemat układu dla obniżania częstotliwości przez synchronizację oscylatorów podaje rys. 1. Właściwy obniżacz jest oscylatorem samowzbudnym w dowolnym układzie, na przykład Meissnera, jak to w danym przykładzie wskazuje rysunek. Dla zrozumienia samej istoty synchronizacji i obniżania częstotliwości uprzytomnijmy sobie przebiegi prądów i napięć oscylatora samowzbudnego. W tym celu załóżmy, że wyłącznik k jest otwarty, i w pewnej chwili zostaje dołączone dodatnie napięcie, zasilające anodę lampy przez obwód rezonansowy. Każdy impuls prądu powoduje, że obwód rezonansowy zostaje pobudzony do drgań własnych. Drgania te zanikają szybko, jeżeli obwód nie jest systematycznie zasilany energią elektryczną. Zasilania obwodu rezonansowego co okres drgań dokonuje lampa; do siatki lampy doprowadzone jest napięcie zmienne, indukowane w obwodzie siatki przez prąd zmienny, krążący w obwodzie rezonansowym. Przez odpowiedni dobór sprzężenia obwodu siatkowego z obwodem anodowym siatka tak steruje przebieg prądu anodowego, aby jego impulsy w odpowiedniej chwili co okres zasilały obwód drgań. Jak wiadomo, zmienne napięcie na siatce powinno być w fazie przesunięte o 180° względem napięcia zmiennego między anodą i katodą lampy, tak, jak to dzieje się w każdym wzmacniaczu



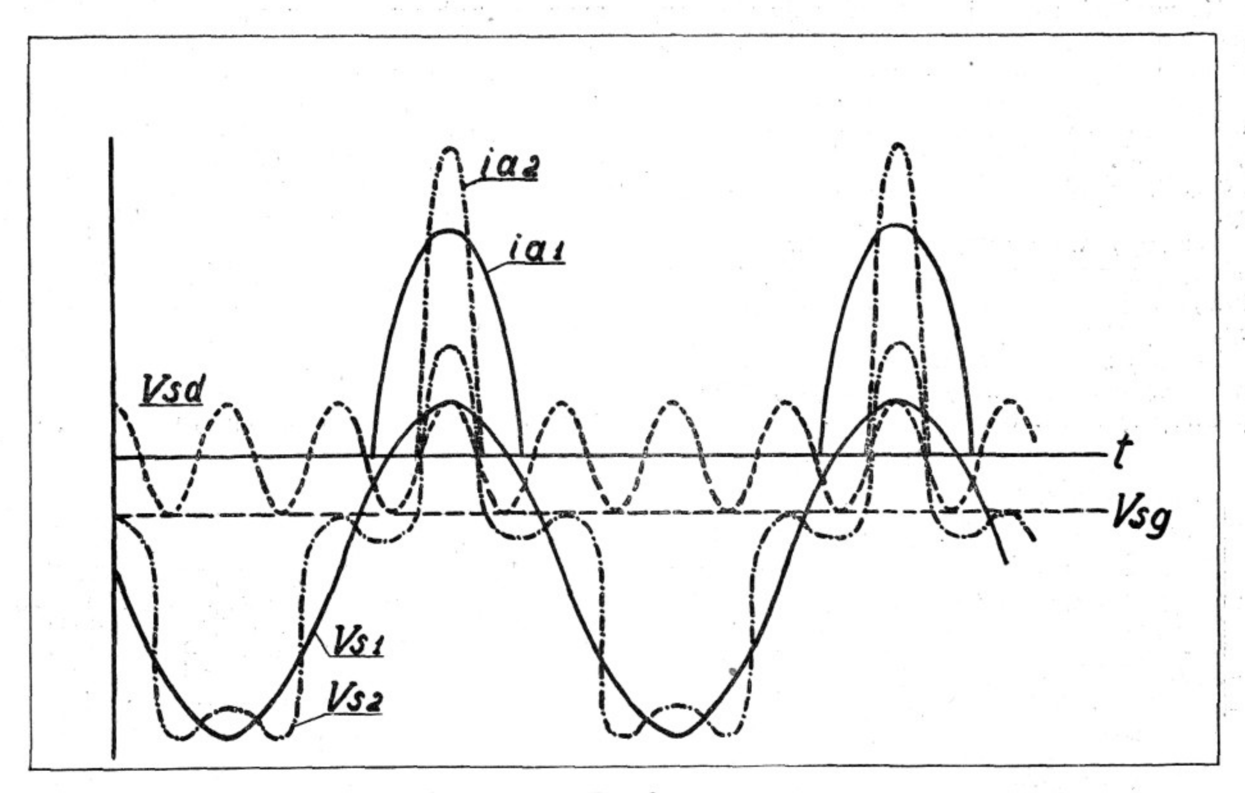
Rys. 2.

lampowym. Osiągnięcie należytego przesunięcia faz uzyskuje się przez odpowiedni dobór połączeń końcówek cewki siatkowej.

Wielkość powstałych i podtrzymywanych w oscylatorze drgań narasta do granicy, za-

leżnej od zastosowanej lampy, napięcia anodowego, obwodu rezonansowego i innych warunków układu tak, że występuje prąd siatki, nadający jej pewne średnie napięcie ujemne względem katody. Prąd siatki jest dobrym wskaźnikiem samowzbudzenia układu. Przebieg prądów i napięć w lampie przedstawia rys. 2, z którego widać, że prąd anodowy płynie impulsami zaledwie w ciągu części okresu drgań, mniejszej często od połowy okresu T. Obwód rezonansowy nie jest zasilany stale, a chwilami. Napięcie siatki w swoim przebiegu wykazuje średnią wielkość ujemną, zaś chwilowe wielkości napięcia siatki osiągają wartości dodatnie, powodujące przepływ prądu siatki.

cia siatki V_{s2} wykazuje odkształcenie tego rodzaju, że powstałe na skutek tego napięcia impulsy prądu anodowego uległy zmianie. Prąd anodowy może płynąć tylko w chwilach, kiedy napięcie siatki osiąga wielkości ponad prostą, oznaczoną V_{sg}. O ile przed włączeniem klucza impulsy prądu anodowego mogły być przedstawione krzywą i_{a1}, to po włączeniu klucza przebiegi tych impulsów zobrazuje krzywa i_{a2}. Jak widać, impulsy prądu anodowego zmienią swój kształt i trwać będą krócej, ale obwód rezonansowy pozostaje zasilany, jak poprzednio, tylko jeden raz w ciągu okresu odpowiadającego częstotliwości f. Małe zmiany nastrojenia obwodu rezonansowego mogłyby normalnie wpłynąć na zmianę częstotliwości



Rys. 3.

W tym stanie pracy oscylator może być wciągnięty w synchronizm z przebiegiem o częstotliwości kilkakrotnie większej. Tłumaczenie tego zjawiska podajemy za Groszkowskim. Przypuśćmy więc, że zostaje zamknięty wyłącznik k. Wtedy na napięcie siatki o częstotliwości f, otrzymywane z obwodu rezonansowego w anodzie, nakłada się napięcie zmienne o częstotliwości większej, na przykład 2 f. Przebiegi napięć siatki i impulsów prądu anodowego przedstawia w tym wypadku rys. 3. V_{s1} jest krzywą napięcia siatki w warunkach normalnej pracy oscylatora. Do napięcia tego o częstotliwości f dodaje się napięcie o częstotliwości 2 f, którego przebieg został oznaczony przez V_{sd}. Wypadkowy przebieg napię-

drgań oscylatora, obecnie jednak, przy doprowadzeniu do siatki przebiegu 2 f częstotliwości oscylatora nie ulegnie zmianie póty, póki rozstrojenie obwodu rezonansowego nie będzie zbyt duże. Rozstrojenie obwodu poza pewną granicą spowoduje „wypadnięcie" oscylatora z synchronizmu z częstotliwością 2 f i znaczną zmianę częstotliwości drgań - skokiem. Zjawisko synchronizacji można nazwać „wciąganiem" oscylatora w drgania o określonej częstotliwości, kilka razy mniejszej od synchronizującej częstotliwości.

Obniżanie częstotliwości przez synchronizowanie drgań zachodzi łatwiej, niż w opisanym wypadku, jeżeli jako oscylatora użyć generatora drgań reloksacyjnych, lub generatora RC.

Generatory takie łatwiej dają wciągnąć się w synchronizm, niż oscylatory z obwodami rezonansowymi: z łatwością synchronizacji związane jest odkształcenie krzywej oscylatora od przebiegu sinusoidalnego.

Obniżanie częstotliwości znalazło szerokie zastosowanie przy pomiarach częstotliwości. Częstotliwość oscylatora kwarcowego zostaje obniżona do tego stopnia, że może być użyta do napędu mechanizmu zegarowego, którego wskazania porównywane są z sygnałami czasu obserwatorów astronomicznych; w ten sposób zostaje wyznaczona dokładnie częstotliwość danego generatora.

W urządzeniach nadawczych synchroniczne obniżanie częstotliwości wykorzystuje się do synchronizowania ze sobą nadajników oraz do stabilizacji częstotliwości fali nośnej.

Inż. A. Kosiarski

Aparaty do odtwarzania płyt z odległości

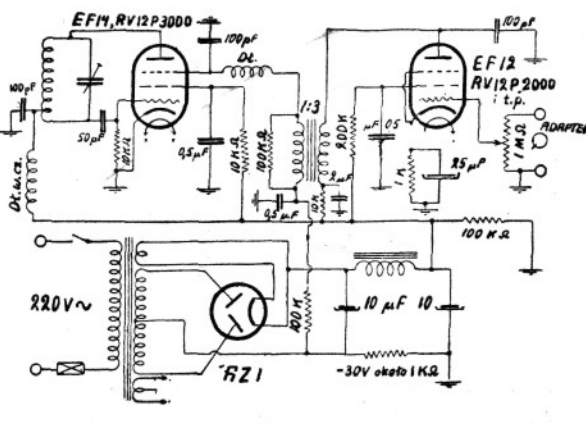
Na rynkach zagranicznych ukazały się urządzenia, które pozwalają na odtwarzanie muzyki mechanicznej z odległości.

Każdy radioamator dobrze wie, ile trzeba włożyć pracy i sprzętu, aby wykonać instalację głośnikową w mieszkaniu o kilku pokojach, i o tym, że trzeba mieć dobry wzmacniacz mocy.

Poznamy więc urządzenie pozwalające na odtwarzanie płyt z odległości bez połączeń drutowych. Będzie to nadajniczek minimalnej mocy o modulacji amplitudy.

Poniżej zostaną omówione dwa typy nadajniczków. Jako pierwszy rozpatrzymy układ na podwójnej triodzie.

Rys. 1.



Rys. 2.

Jest to typowy układ generacyjny tzw. „Hartley" z modulacją anodową. W celu osiągnięcia większego wymodulowania, można użyć w części małej częstotliwości transformator podwyższający napięcie.

Obwód anodowy należy dobrać na falę rzędu 15 — 40 m (zwykle wybiera się takie miejsce w „eterze", gdzie nie ma stacji radiofonicznych np. 28 m).

Aparat ten pozwala na nadawanie trasmisji płytowej w obrębie mieszkania; odbiór powinien być zupełnie dobry na przeciętnej klasy aparacie radiowym — z zakresem krótkofalowym.

W wypadku, gdy radioamator chciałby zbudować aparat pozwalający na pracę w trudniejszych warunkach, należy wykonać urządzenie wg. schematu z rys. 2.

Układ z rys. 2 daje większe możliwości, jest jednak trudniejszy w wykonaniu. Toteż można go zalecić zaawansowanym radioamatorom.

Moduluje się w siatce trzeciej, z tego też powodu mogą być tu stosowane tylko takie lampy generacyjne, które mają wyprowadzoną siatkę przeciwemisyjną.

Najkorzystniejszy punkt pracy dla modulacji w siatce przeciwemisyjnej obiera się eksperymentalnie w ten sposób, że określa się wartość prądu anodowego przy potencjale siatki trzeciej bliskim zera — siatka przeciwemisyjna połączona z masą lub katodą.

Z kolei na siatkę trzecią, czyli przeciwemisyjną, daje się coraz większy minus np. z baterii anodowej, aż prąd anodowy spadnie do połowy początkowej wartości prądu. Ten minus jest właściwym punktem pracy dla siatki przeciwemisyjnej.

Gdyby przypadkiem generatorek przestał oscylować przy tym minusie — co jest możli-

we — to należy zwiększyć sprzężenie na cewce obwodu, odczep z plusem przesunąć o kilka zwojów w kierunku anody. Oscylacje generatorka mierzy się miliamperomierzem włączonym między masą układu a oporem upływowym siatki sterującej. Prąd ten powinien osiągnąć wartość około 50μA — 1 mA, zależnie od mocy lampy generacyjnej.

Ten system modulacji jest o tyle korzystniejszy od modulacji w siatce sterującej, że napięcie szybkozmienne i modulujące przyłożone są do różnych elektrod i przez to dobór wielkości tych napięć względem siebie nie jest tak krytyczny jak przy modulacji w siatce pierwszej, na której panuje również napięcie szybkozmienne.

Osiągnięcie np. 80% głębokości modulacji przy modulacji w siatce przeciwemisyjnej nie nastręcza specjalnych trudności.

Ma on jednak i wady. Jedną z nich jest to, że moc szybkozmienna generatorka modulowanego w siatce trzeciej jest znacznie mniejsza, niż przy innych systemach modulacji — np. dla pewnej lampy moc szybkozmienna wynosi 20 watów, zaś ta sama lampa zmodulowana w anodzie jest w stanie dać moc rzędu 70 watów.

Należy jednak zauważyć, że potrzebne napięcie anodowe, jakie można stosować bezpiecznie przy modulacji w siatce przeciwemisyjnej jest około 2 razy większe, niż przy modulacji anodowej. Poza tym modulacja w siatce przeciwemisyjnej ma ten plus w stosunku do modulacji anodowej, że przy zastosowaniu modulatora o małej mocy można osiągnąć dużą głębokość modulacji.

Jako anteny promieniującej używa się krótkiego przewodu około 2 metrów.

Cewka antenowa ma zwykle 1/3 zwojów cewki obwodu.

Należy pamiętać jednak o tym, że moc generatora była tylko wystarczająca do odbioru we własnym mieszkaniu.

Oprócz tego szczególnie należy zwrócić uwagę na charakterystykę częstotliwościową wzmacniacza-modulatora. Wskazane jest, by pracował on liniowo w granicach od 80 c/s÷6 kc/s (z odchyleniem co najwyżej ±2dB=±20%).

W wypadku nie utrzymania powyższych warunków zatracą się całkowicie korzyści osiągane przez takie układy. Bardzo dobrze udaje się dobrać warunki pracy generatorów o modulowanej amplitudzie przy pomocy oscylografu katodowego.

Można i poleca się stosować te urządzenia i na znacznie krótszych falach, ale wymagają one wtedy odpowiednich odbiorników.

Przegląd schematów

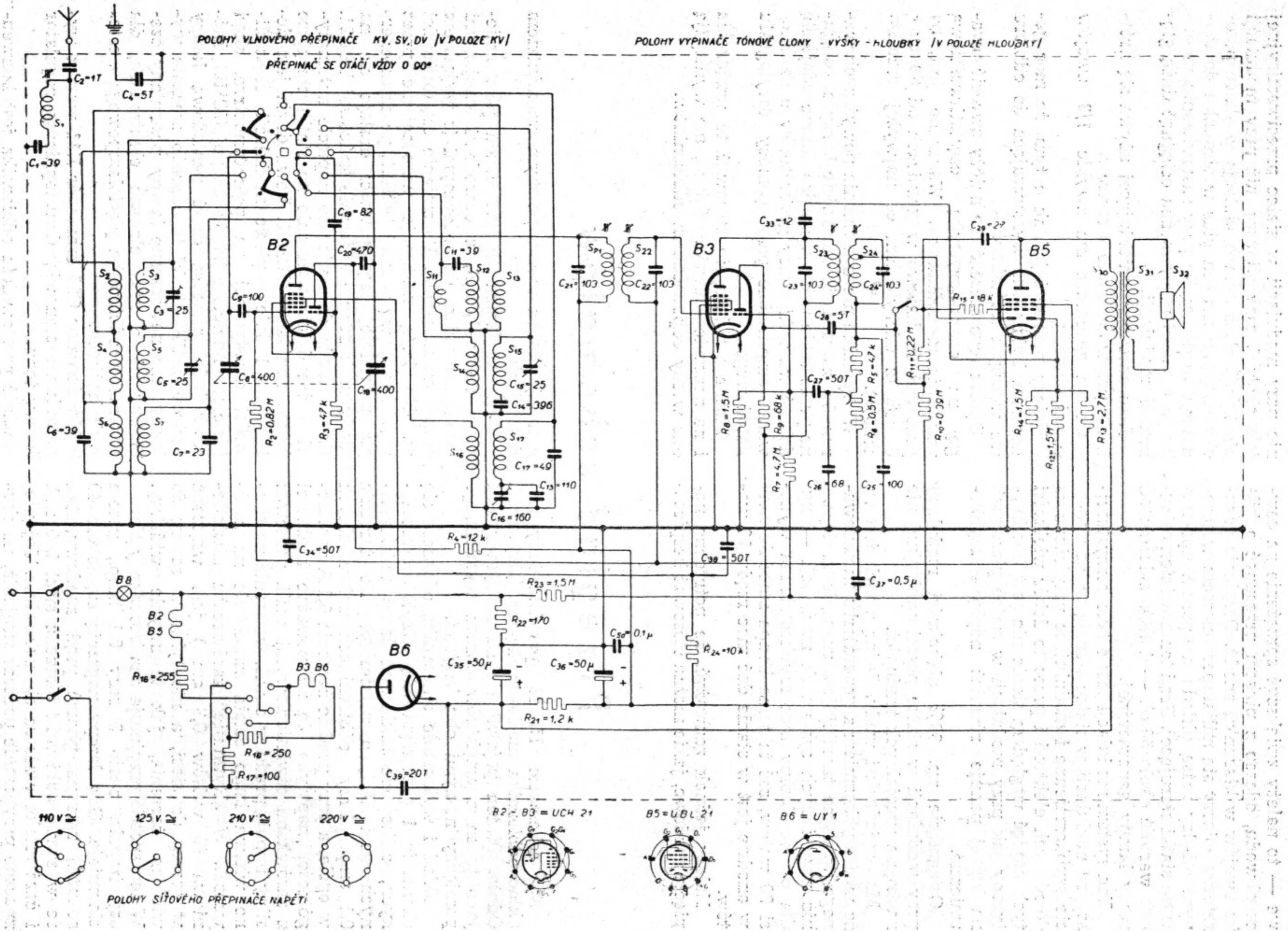
Na schemacie Nr 46 przedstawiony jest układ odbiornika czechosłowackiego **„Rytmus"**. Odbiornik ten pojawił się na naszym rynku jako jeden z artykułów obrotu wymiennego pomiędzy naszymi obu krajami.

Układ i wykonanie odbiornika odznacza się ekonomią i przejrzystością. Użyto nowoczesnych, całkowicie szklanych lamp uniwersalnych serii U21, o niskim prądzie żarzenia 0,1 amp. Przy odbiornikach uniwersalnych w ogóle, a przy prądzie żarzenia 0,1 A w szczególności, napotyka się na poważne trudności z żarówkami oświetleniowymi skali, ponieważ silny impuls prądu w chwili włączenia na zimne włókna lamp działa szkodliwie na żaróweczki. W „Rytmusie" żaróweczka oświetleniowa (7 woltów 0,3 amp.) jest włączona w szereg do sieci, a nie tylko w szereg do włókien żarzenia, jak to zwykle widzimy. W ten sposób przyjmuje ona bez szkody pierwszy impuls, około 3 razy 0,1 amp., potem ciemnieje. Gdy lampy nagrzeją się (około 40 sekund) zaczyna płynąć prąd anodowy, tak że w sumie odbiornik bierze z sieci 240 mA i żaróweczka rozżarza się normalnie. Jej nieznaczne przygasanie podczas strojenia, na skutek wahań prądu anodowego (wpływ automatyki), jest zarazem pewnym wskaźnikiem dostrojenia.

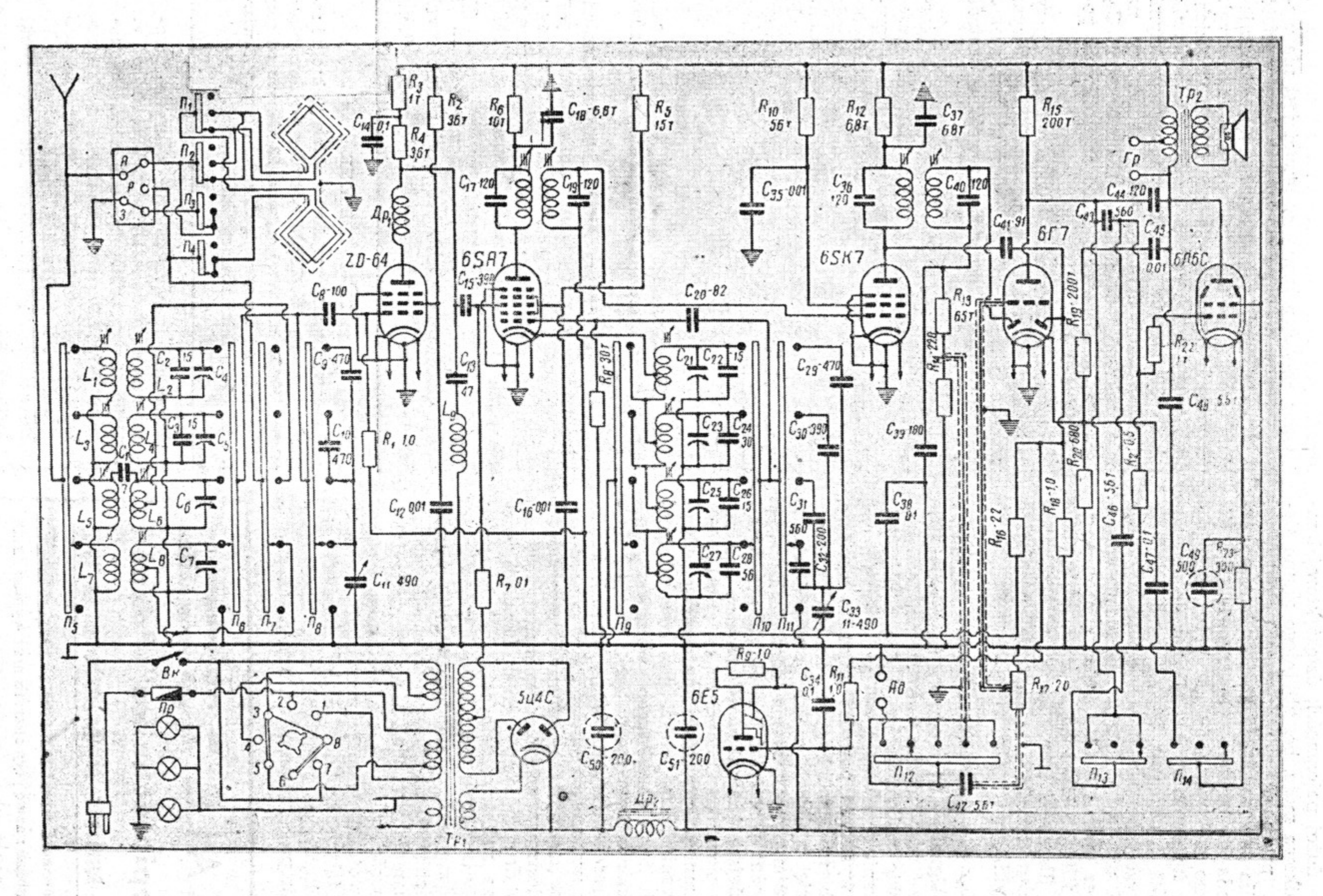
Pierwsza lampa UCH21 działa jako zmieniacz częstotliwości, z obwodami strojonymi przełączanymi a nie zwieranymi (z wyjątkiem cewek antenowych). Po zmianie częstotliwości na 468 kc/s, następuje wzmocnienie przez część hexodową drugiej UCH21, po czym energia pośredniej częstotliwości dostaje się na diody umieszczone w lampie końcowej UBL21. Prawa dioda daje ujemne napięcie automatyki, które działa wstecznie na siatki sterujące hexod obu lamp UCH21. Lewa dioda jest detekcyjną i daje napięcie modulacji częstotliwości akustycznej na potencjometrze, skąd idzie ono na siatkę triody drugiej UCH21, która z kolei napędza część pentodową lampy końcowej UBL21. W ten sposób zręcznie wykorzystano nowoczesne lampy przemiany częstotliwości, o rozdzielonych elektrodach, dla stworzenia odbiornika pięciolampowego w czterech bańkach.

Kondensator C29 oraz opór R11 wraz z wyłącznikiem stanowią dwustopniowy regulator barwy tonu.

Część prostownicza odbiornika jest konwencjonalna. Lampa prostownicza UY1N o dzia-



Schemat Nr 46.



Schemat Nr 47.

łaniu jednokierunkowym działa na filtr złożony z dwu kondensatorów elektrolitycznych o bardzo dużej pojemności, dzięki której lampa głośnikowa może, bez zbytniego szumu sieciowego, pracować z pierwszego elektrolitu, a filtr dla reszty odbiornika jest bardzo prosty, składa się bowiem tylko z oporu 1,2 KΩ i drugiego elektrolitu 50 μF, przy czym dodatkowy kondensator 0,1 μF blokuje specjalnie wielką i pośrednią częstotliwość. Powłoka podwójnego kondensatora elektrolitycznego 2x50 μF nie jest dołaczona do masy wprost, lecz przez opór 170 Ω, z którego pobiera się poprzez filtr 1,5 MΩ i 0,5 μF rozmaite ujemne napięcia dla siatki lampy końcowej, dla triody małej częstotliwości oraz napięcie opóźniające automatyki.

Schemat nr 47 przedstawia odbiornik **„Elektrosignał — 2"** produkcji radzieckiej 1948 roku. Jest on wyrazem nowoczesnej tendencji w budowie radioaparatów. Jedną z nich jest zastosowanie wewnętrznej anteny ramowej tak, że wystarcza posiadać gniazdko sieciowe, aby odbiornik mógł grać. Antena ramowa składa się z dwóch części prostopadłych do siebie, zamontowanych na chassis. Te dwie ramy można przełączać tak, aby osiągnąć najkorzystniejszą kierunkowość odbioru bez poruszania skrzynki. Obie ramy są ekranowane, w celu zmniejszenia „efektu antenowego" i wyeliminowania dużej części trzasków atmosferycznych i przemysłowych. Ponieważ rama daje odbiór słabszy można użyć również zewnętrznej anteny, zwłaszcza na falach krótkich.

Drugą nowoczesną tendencją w tym odbiorniku jest zastosowanie sprzężenia aperiodycznego (niestrojonego) między anodą pierwszej a siatką drugiej lampy. Kilka korzyści przemawia za zastosowaniem tego układu, mimo że przybywa koszt dodatkowej lampy i jej akcesoriów, lecz o niewielkim stosunkowo wzmocnieniu. A więc: automatyka odbywa się na tej lampie wstępnej a nie na zmieniaczu częstotliwości, wskutek czego odpada „poślizg" częstotliwości oscylatora i rozstrajanie, zwłaszcza na falach krótkich. Dalej mniejszy jest szum odbiornika, ponieważ najbardziej szumiąca lampa, a mianowicie zmieniacz częstotliwości, otrzymuje większy sygnał. Odpada wreszcie promieniowanie oscylatora, którego drgania nie mogą tu przedostać się do anteny.

Opór anodowy lampy wstępnej jest nie wysoki: wynosi on zaledwie 3,6 kΩ. Jego wartość jest uwarunkowana pojemnościami obciążającymi anodę, celem zaś podniesienia wzgl. utrzymania wzmocnienia na falach krótkich, dodaje się w szereg z anodą mały dławik (około 30 zwojów), który ze wspomnianymi pojemnościami daje rezonans szeregowy na dole zakresu odbiornika. (Kondensator C_{13} i cewka L_9 bocznikują tylko częstotliwość pośrednią 470 kc).

Ponieważ uzyskanie wzmocnienia przy obciążeniu aperiodycznym szerokowstęgowym możliwe jest tylko przy dużym nachyleniu charakterystyki, stosuje się na wejściu pentodę typu telewizyjnego.

Trzecią i ostatnią osobliwością tego odbiornika jest nowy typ lampy zmieniającej częstotliwość 6SA7. Ponieważ nie ma ona wyprowadzenia przez wierzch, więc ograniczono ilość elektrod do 6; powoduje to, że anoda części oscylacyjnej jest jednocześnie ekranem, uziemionym przez kondensator C_{16} 0,01 μF. Układ oscylatora (trójpunktowy — Hartley) uzyskuje się w ten sposób, że górny zaczep cewki idzie (przez kondensator C_{20} 82 pF) do siatki oscylatora, środek do katody, dolny zaś koniec jest uziemiony, czyli doprowadzony do anody. Kondensator obrotowy obejmuje całą cewkę dzięki czemu drgania są silniejsze i równomierniejsze.

Reszta odbiornika jest konwencjonalna. Przełącznik barwy tonu umieszczony jest w układzie ujemnego sprzężenia zwrotnego. Głośnik posiada magnes stały z nowoczesnego stopu. Czułość odbiornika wyraża się cyfrą 15 mikrowoltów na falach długich (2000 — 730 m) i średnich (525 — 200 m.) a 50 — 75 mikrowoltów na falach krótkich, podzielonych na 2 zakresy (70 — 37 m.) oraz (35 — 16 m).

SPROSTOWANIE

W poprzednim numerze „Ra" w dziale „Z kraju i zagranicy" w art. pt. „ZSRR" wkradły się dwa błędy, mianowicie: w pierwszej szpalcie, 23 wierszu od góry winno być: „...i zapisywanie dźwięku", oraz w 2 wierszu od dołu: „i ich zdalnego kierowania".

Inż. K. Lewiński.

Właściwy wybór częstotliwości nadawania

Liczba pasm radioamatorskich jest bardzo ograniczona. Przyznane pasma leżą w zakresach 160 — 80 — 40 — 20 — 10 — 5 metrów długości fali. W tym skromnym zakresie radioamator staje jednak często wobec pytania: na jakiej częstotliwości należy przedsięwziąć nadawania, aby być dobrze słyszanym w danym kraju, więc w określonej odległości. Często również zachodzi odwrotne pytanie: jaki zakres fal należy nasłuchiwać, aby najlepiej słyszeć nadawania z tego a tego kraju. Odpowiedź na pierwsze z tych pytań jest bardziej ważka, od niej bowiem zależy czasem budowa całego nadajnika, a w szczególności anteny, zwłaszcza kierunkowej.

Odpowiedzi na powyższe pytania może udzielić doświadczenie, lecz najlepiej jest, gdy będzie ono połączone z podstawowymi wiadomościami z dziedziny rozchodzenia się fal radiowych. Doświadczenie wraz z teorią prowadzi do najpewniejszych rezultatów, lecz właśnie to doświadczenie uczy, że na falach krótkich powstają dość często zaburzenia w rozchodzeniu się fal, pochodzenia słonecznego (tzw. efekt Dellingera), których niesposób z góry przewidzieć. Również zaburzenia pochodzące ze zmian magnetyzmu ziemskiego i trwające nieraz szereg dni mają poważny wpływ na przebieg fal krótkich i — tak jak poprzednie — są nieprzewidzialne. Razem to wszystko jest powodem znacznych trudności, ale stanowi pole, na którym jest wiele miejsca dla pociągających eksperymentów.

Wspomnimy tutaj, dla porównania, że zakres fal najdłuższych od 5.000 — 18.000 jest najbardziej pewnym i stabilnym w rozchodzeniu się fal. Fale bardzo długie odbijają się bowiem już od najniższych warstw atmosfery ziemskiej, do których wyżej wymienione zaburzenia dochodzą niezmiernie rzadko. Dlatego też wielkie centrale telegraficzne tego zakresu, o zasięgu ogólnoświatowym, są najbardziej cenione przez administracje poczt we wszystkich krajach i, mimo że są to przeważnie bardzo (pozornie) przestarzałe urządzenia (generatory maszynowe), pracują do dziś niezawodnie. O ich zasięgu i pewności działania niech świadczy ciekawy fakt, że Niemcy używali, podczas okupacji, naszej stacji w Babicach pod Warszawą (λ = 18.000 m, moc 2 x 200 KW) do komunikacji ze swymi łodziami podwodnymi na całym świecie.

Fale krótkie mają jednakże ogromne zalety, tę przede wszystkim, że pozwalają na połączenia na wielkich odległościach przy małym nakładzie mocy. Jeśli więc mieć zawsze w pamięci związane z falami krótkimi wahania, można ustalić pewne metody, które pozwalają przewidzieć rozchodzenie ich w czasie normalnym. Uwzględnić przy tym trzeba 3 podstawowe czynniki: **rok** (z powodu zależności od periodu plam słonecznych), **porę roku i godzinę doby.** W tym celu omówimy pokrótce podstawy nauki o rozchodzeniu się fal.

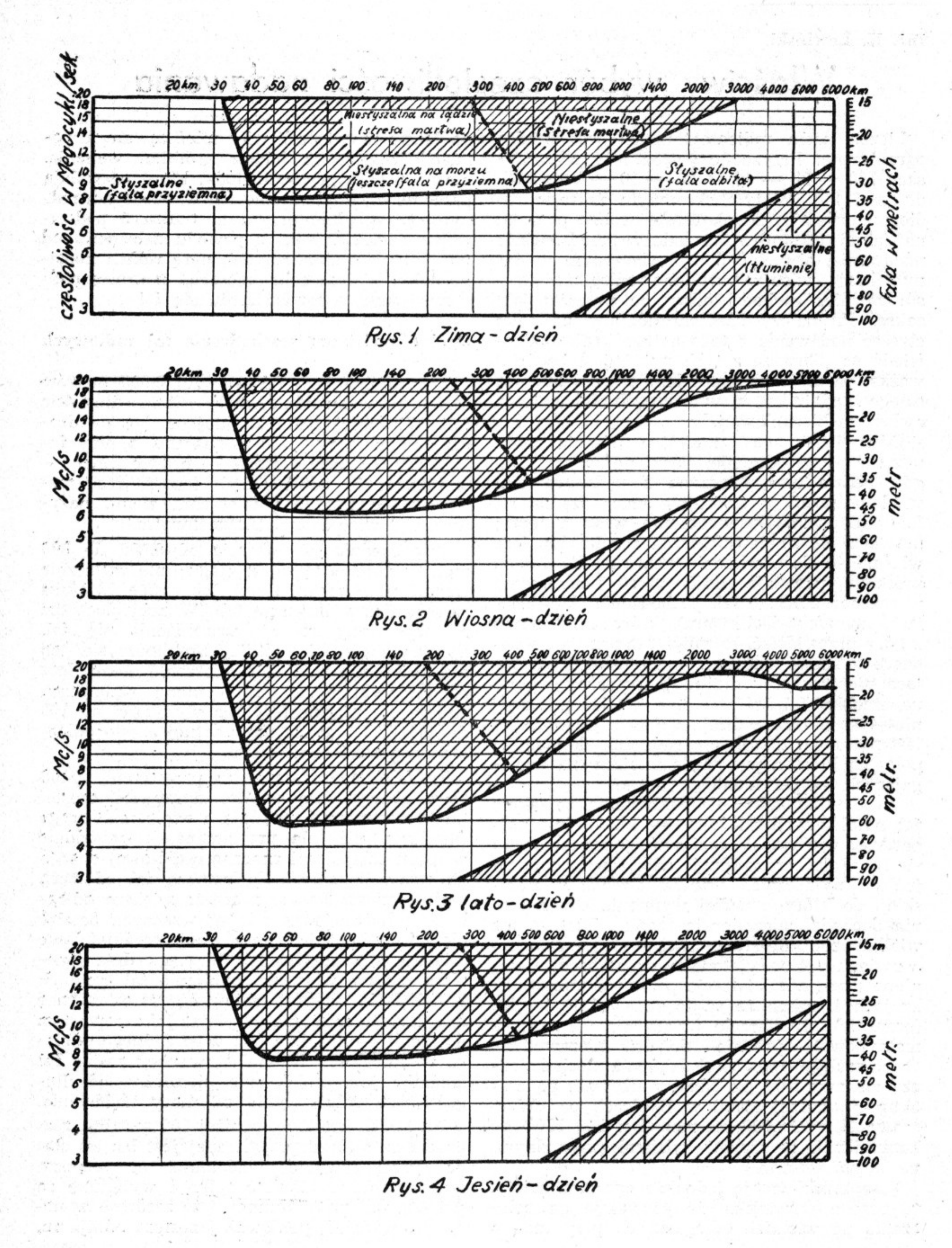
Ogólne podstawy rozchodzenia fal radiowych

Przy długościach fal powyżej 3.000 metrów zasięg, przy określonej mocy, rośnie z długością fali. Własności ziemi znajdującej się na drodze fali mają tu tylko nieznaczny, a przy falach rzędu 18.000 metrów — prawie żaden — wpływ na siłę odbioru. Fale tego zakresu rozchodzą się wzdłuż powierzchni ziemi, nazywamy je więc falami przyziemnymi.

Fale średnie, w zakresie od 3.000 do 200 metrów rozchodzą się w ciągu dnia wyłącznie wzdłuż powierzchni ziemi. Ich zasięg zwiększa się również z długością fali. W nocy dochodzi do tego inny rodzaj rozchodzenia się fal, a mianowicie fala odbita. Rozchodzi się ten rodzaj fal nie wzdłuż powierzchni ziemi, lecz po stromym opuszczeniu anteny nadawczej, odbija się od jonosfery (na wysokości od 100 do 300 km) i wraca na znacznej często odległości z powrotem do ziemi.

Te fale, podróżujące w przestrzeni (stąd obok nazwy: fala odbita, słyszy się często: fala przestrzenna), doznają o wiele mniejszego tłumienia, niż fala przyziemna, która oddaje w ciągu całej drogi znaczną część swej energii na straty w ziemi. Za pomocą fal odbitych można osiągnąć więc znacznie większe odległości i dlatego w nocy, gdy zaczyna działać dla fal średnich jonosfera, stacje średniofalowe osiągają znaczne zasięgi. W ciągu dnia jonosfera nie ma własności odbijania fal średnich i pochłania wypromieniowaną przez antenę falę przestrzenną, nie odsyłając jej z powrotem do ziemi — nie daje ona więc żadnego odbioru w odległości. Natomiast w nocy zasięg fal średnich jest praktycznie niezależny od długości fali, zależy tylko od mocy nadawania.

Na falach krótkich, poniżej 100 metrów, rozchodzenie się fali przyziemnej jest bardzo słabe. Przekazywanie wiadomości na większy dystans można uzyskać tylko i wyłącznie za pomocą fali przestrzennej, i to zarówno w nocy jak w dzień, ponieważ jonosfera odbija tu,

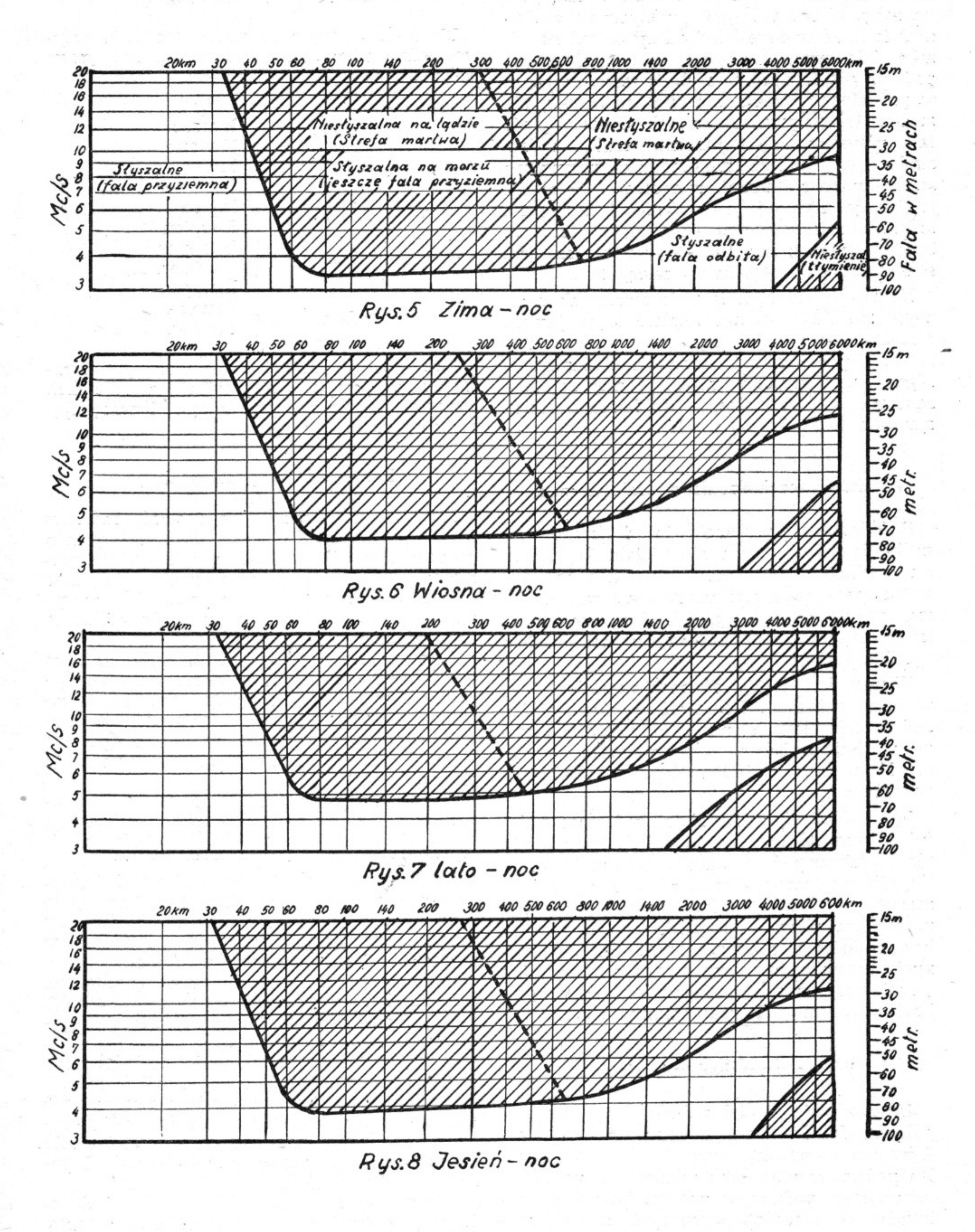


Rys. 1 Zima - dzień

Rys. 2 Wiosna - dzień

Rys. 3 lato - dzień

Rys. 4 Jesień - dzień



Rys. 5 Zima – noc

Rys. 6 Wiosna – noc

Rys. 7 lato – noc

Rys. 8 Jesień – noc

choć z niejednakowym natężeniem, w ciągu całej doby. Ważne znaczenie praktyczne ma również fakt, że w określonej odległości od nadajnika fala przyziemna jest już niesłyszalna, podczas gdy fala odbita szybuje jeszcze wysoko w powietrzu. Przeskakuje ona ten obszar, nie można jej usłyszeć na ziemi. Obszar, gdzie fala przyziemna jest już niesłyszalna a fala odbita jest jeszcze nieosiągalna, nazywamy strefą martwą (naszej radiostacji). Wielkość tej strefy martwej, jak również i zasięg fal krótkich zależy znowu od długości fali, im bowiem krótsza jest fala — tym większa jest strefa martwa i tym dalszy zasięg fali.

Na falach średnich istnieje strefa tak zwanego „bliskiego fadingu", gdzie sięga jeszcze fala przyziemna a już pojawia się stromo odbita fala przestrzenna. Przez nakładanie się drgań obu kierunków powstają nieprzyjemne zanikania i zniekształcenia. Na falach krótkich zjawisko to trafia się rzadko.

Zależność rozchodzenia się fal od czasu

Doświadczenie wykazało, że odbijające własności jonosfery zależą od działalności słońca. Na wielkość strefy martwej słońce wpływa w ten sposób, że strefa martwa jest tym mniejsza, im słońce stoi wyżej nad miejscowością leżącą w połowie drogi pomiędzy nadajnikiem a odbiornikiem.

W nocy jest więc strefa martwa rozleglejsza, w dzień mniejsza. Ponieważ w zimie słońce stoi przeciętnie niżej niż w lecie, strefa martwa w zimie będzie na ogół większa, niż w lecie. Na wiosnę i w jesieni obejmie ona obszary pośrednie.

Wielkość strefy martwej zależy jeszcze w dużej mierze od tego, w której fazie periodu plam słonecznych aktualnie się znajdujemy. Największe rozprzestrzenienie osiąga strefa martwa w okresie minimum plam, w okresie maksimum plam — najmniejsze. Różnice są bardzo duże: w roku minimum plam słonecznych zarówno rozmiary strefy martwej jak i zasięg fal krótkich osiągają podwójną wielkość w stosunku do roku minimum plam.

Wykresy rozchodzenia się fal.

Rozchodzenie się fal radiowych, a w szczególności fal krótkich, jest przedmiotem studiów we wszystkich krajach cywilizowanych. Na podstawie zebranych wiadomości nakreślono wykresy podane na rys. od 1 do 8. Z wykresów tych można wyznaczyć częstotliwość właściwą dla pokrycia określonej odległości.

Zależność od pory roku.

Dla każdej pory roku podano po dwie krzywe: jedną dzienną i jedną nocną. Pory roku obejmują następujące miesiące:

	Luty
Wiosna	Marzec, Kwiecień
	Maj
Lato	Czerwiec, Lipiec
	Sierpień
Jesień	Wrzesień, Październik
	Listopad
Zima	Grudzień, Styczeń

Miesiące luty, maj, sierpień i listopad uważane są za przejściowe; przyjmujemy dla nich wartości średnie z poprzedzającej i następującej pory roku.

Zależności od godziny doby.

Krzywe „noc" podają dane strefy martwej trzech po wschodzie słońca do trzech godzin po zachodzie. „Dzień" radiowy jest więc spóźniony o trzy godziny w stosunku do dnia świetlnego. Trzy godziny po zachodzie zaczyna się strefa martwa powiększać i zjawisko to trwa nieprzerwanie w ciągu nocy.

Krzywe „Noc" podają dane strefy martwej dla północy. Jednak na północy strefa martwa rośnie jeszcze dalej i osiąga maksimum na około 1½ godziny przed wschodem słońca. Potem jednak szybko zmniejsza się i osiąga swą wartość dzienną w trzy godziny po wschodzie słońca.

Wraz z odległością rośnie jednak pochłanianie fal radiowych przez jonosferę, co decyduje o właściwym zasięgu fal krótkich. Najsilniejsze zmiany zasięgu obserwuje się w ciągu czterech godzin rano i wieczór. Po prawie stałym zachowaniu się w ciągu nocy następują na 2 godziny przed wschodem szybkie zmiany sytuacji i trwają do mniej więcej 2 godzin po wschodzie. Zasięg dzienny ustala się wtedy stopniowo aż do 2 godzin przed zachodem, kiedy zaczyna się zwiększać coraz gwałtowniej i osiąga poziom nocny w mniej więcej 2 godziny po zachodzie słońca.

W przeciwieństwie więc do periodycznego przebiegu rozmiarów strefy martwej, która dopiero tuż przed wschodem osiąga swą wartość maksymalną, zasięg fal wzrasta już w 2 godziny po zachodzie do swego maksimum i ustala się mniej więcej na tej wartości aż do 2 godzin przed wschodem.

Dla ustalenia właściwych fal, którymi chcielibyśmy pokryć określoną odległość, musimy stale znać czas wschodu i zachodu słońca. Na-

leży przy tym podkreślić, że czas, który stanowi podstawę naszych wykresów rozchodzenia się fal, nie jest czasem ani miejsca nadajnika ani miejsca odbiornika — a tylko i wyłącznie czasem panującym w miejscu odbicia się fal od jonosfery. Ponieważ możemy przyjąć z dostatecznym przybliżeniem, że odbicie następuje w środku drogi między nadajnikiem a odbiornikiem, więc za czas odniesienia przyjmować będziemy czas miejscowy środka drogi lotu fali.

Z określeniem tego czasu zachodzą często komplikacje, ponieważ oznaczenia czasu są różne w różnych państwach, w zależności od szerokości geograficznej, poza tym pora wschodu i zachodu zależy nie tylko od dnia i pory roku, ale też i od długości geograficznej. Ponieważ nasze wykresy odnoszą się tylko do półkuli północnej od $+30^0$ do $+60^0$ szerokości i do odległości nie większej niż 7.000 km., i biorąc pod uwagę skąpe rozporządzalne pasma radioamatorskie, nie będziemy niniejszego artykułu komplikowali podawaniem dokładnych danych dotyczących godziny i minuty wschodu i zachodu słońca w różnych punktach kuli ziemskiej. W naszych, z konieczności uproszczonych, warunkach można szacunkowo określić, czy środkowy punkt drogi fali jest w danej chwili oświetlony, czy też nie, posługując się w tym celu globusem lub mapą świata oraz tablicami, które podają godzinę miejscową różnych punktów globu.

Dla większych odległości, niż 7.000 km., nie można podać tak prostych wykresów warunków rozchodzenia się i zasięgu fal krótkich. Warunki te są bardzo skomplikowane i wymagają studiów oraz doświadczeń w każdym oddzielnym niemal wypadku. Również jeśli cel nadawania jest bardziej na południe lub na północ, niż na to pozwala ograniczenie do pasa między plus 30^0 a plus 60^0 stopni szerokości geograficznej — to wtedy nasze wykresy tracą znaczną część swej ważności. Jednak przestudiowanie ogólnego ich charakteru pozwoli nadać programowi pracy radiostacji więcej cech systematyczności i podstaw naukowych.

Wykresy nasze dają możność pewnego przystosowania się do warunków rozchodzenia się fal, o ile oczywiście radioamator będzie miał w pamięci zmiany jakim podlega ono w okresie wschodu a zwłaszcza zachodu słońca oraz nieodłączny fakt, że fale krótkie podlegają silnym zarówno szybkim jak i powolnym zanikom i wzrostom natężenia siły odbioru oraz że zdarzają się nierzadko już wspomniane okresy całkowitego zaniku (tak zwany efekt Dellingera), gdzie całe zakresy fal zostają na pewien czas jakby wymazane z eteru *).

Gdyby brać pod uwagę wszystkie te odchylenia, to podanie jakichkolwiek danych czy wykresów byłoby niemożliwe. Pewna średnia przeciętna wartość ze wszystkich wyników zarówno teoretycznych jak i praktycznych jednak istnieje i można się nią kierować, licząc się z odchyleniami w górę i w dół. Reszta jest kwestią praktyki.

---

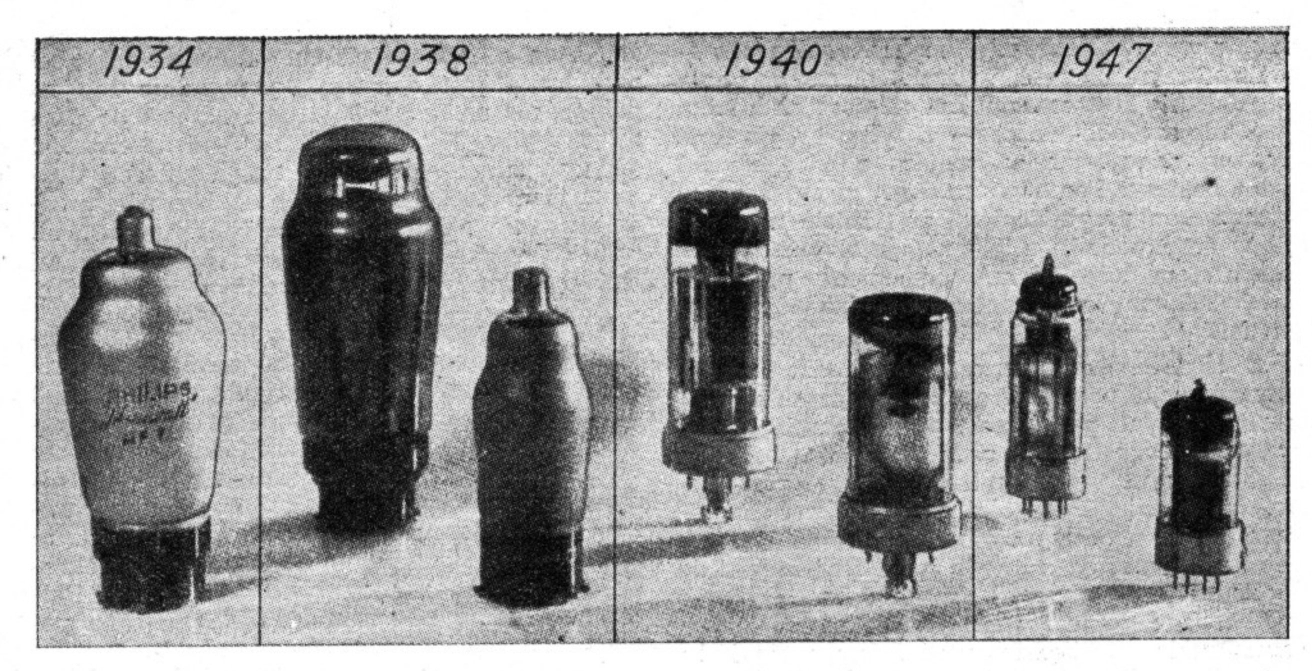
*) Jeden z takich całkowitych zaników wydarzył się niespodziewanie w dniu wyborów prezydenckich w Stanach Zjednoczonych: w Wielkiej Brytanii nie można było odebrać, normalnie doskonale słyszalnych, krótkofalówek amerykańskich. O wynikach wyborów informował tylko — niezawodny — radiotelegraf długofalowy oraz podmorski kabel telegraficzny.

Lampy »Rimlock«

Postęp w dziedzinie lamp elektronowych idzie w kierunku zmniejszenia ich wymiarów, lub używając modnego wyrażenia: „miniaturyzacji". Wyrazem tej tendencji jest opisany w dalszym ciągu najnowszy typ lamp, całkowicie szklanych, zwanych „Rimlock", od rim — obwódka oraz lock — zamek, zatrzask.

Na ilustracji widzimy, pod datą 1934 r. typową przedstawicielkę popularnej do dziś serii „A" (odnosi się to również do serii C i K) lampę AF7. Stanowiła ta seria w swoim czasie znaczny postęp w stosunku do lamp nóżkowych. Lampy „A" były mniejsze, „nowocześniejsze", miały siatkę u góry w miejsce anody, ośmiokontaktowa podstawka, zamiast pięcionóżkowej, pozwalała na wyprowadzenie większej liczby elektrod. Pojawiły się lampy kombinowane jak duodioda - trioda ABCl, duodioda - pentoda głośnikowa ABL1. Do odbiorników superheterodynowych wkroczyła triumfalnie oktoda AK2, pozycję lampy głośnikowej zajęła niepodzielnie pentoda AL4 o wielkim, do dziś niepobitym nachyleniu 9,5 mA/wolt przy mocy 9 watów. Pokazało się wreszcie „oko magiczne" AM1, potem AM2. Seria „A" stanowiła ogromny przewrót w dziedzinie konstrukcji i zastosowania lamp. Jej też rezultatem była kapitalna zmiana we własnościach i wyglądzie odbiorników i wzmacniaczy.

Jeżeli nie mówimy obecnie już o przewrocie, to jednak postęp w konstrukcji lamp elektronowych trwał nieprzerwanie. Następna (1938 r.) była seria „czerwona" lamp „E" o napięciu żarzenia 6,3 wolta, a to ze względu na coraz większe zastosowanie odbiorników do samochodów. Seria ta odznaczała się jeszcze bardziej zmniejszonymi wymiarami, zredukowanym prądem żarzenia (moc żarzenia pentody wielkiej częstotliwości zredukowano z 2,6 do



Rys. 1.

1,26 wata, pentody głośnikowej z 7 na 5,7 wata) oraz szybszym nagrzewaniem. Obok oktody EK2 ukazały się triody - hexody ECH3 a potem ECH4 z rozdzielonymi elektrodami, dla wykorzystania nie tylko jako mieszacz do superheterodyny, lecz także jako dwie oddzielne lampy do wzmacniania pośredniej częstotliwości oraz częstotliwości akustycznej, dzięki czemu można było budować czterolampowe supery za pomocą trzech baniek. Poza tym pokazała się duo-dioda-pentoda EBF2, pentoda wielkiej i pośredniej częstotliwości EF9 o zmiennym nachyleniu charakterystyki, z „poślizgowym" napięciem ekranu, bezszumna lampa wstępna EF8 o siatkach uszeregowanych koncentrycznie, dla zmniejszenia pobieranego przez ekran prądu. Zobaczyliśmy wtedy pentodę głośnikową 18-watową EL6 o ogromnym nachyleniu 15 mA/wolt, wreszcie ulepszone oka magiczne EM1 i EM4 (z dwiema parami listków o stopniowanej czułości) i oko magiczne kombinowane z pentodą EFM1.

Była ta seria E wyraźnym postępem w stosunku do serii A, ale oczywiście już nie rewolucją.

Przy serii E pokazują się pierwsze typy uniwersalnych serii U o prądzie żarzenia zredukowanym do 0,1 amp. zamiast dotychczasowej serii C o prądzie żarzenia 0,2 amp.

Niedługo potem ukazała się w Niemczech konkurencyjna seria również E (11), lecz zwana „stalową", choć wiele pośród niej było lamp szklanych, jak pentody głośnikowe, lampy prostownicze oraz oczywiście oka magiczne. Choć pod względem konstrukcji mechanicznej różniły się lampy stalowe znacznie od dotychczasowych szklanych i niesposób nie przyznać im poważnych zalet, jak na przykład solidność budowy, to jednak elektrycznie nie ma żadnej różnicy między obiema seriami E i można prawie bez zmian w schemacie zastępować jedne drugimi. Dużą zaletą lamp stalowych jest brak ekranu zewnętrznego uzyskiwanego przez natryskiwanie nalotem metalowym; ekran ten w dotychczasowych lampach szklanych bardzo często obluzowuje się wraz z podstawką i traci łączność ze swym kontaktem.

W serii stalowej ukazuje się pełny komplet lamp uniwersalnych U.

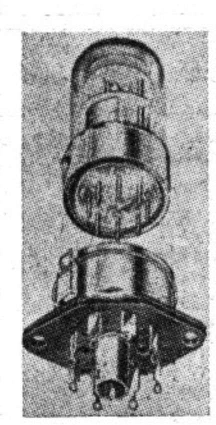
Na następnym zdjęciu, pod datą 1940 r., widzimy zupełnie odmienny typ lampy serii E-20. Jest to konstrukcja całkowicie szklana, zarówno bowiem balonik jak i podstawka jest ze szkła. Lampy te są wyrazem nowej techniki obróbki szkła, a mianowicie szkła prasowanego. Lampy tej serii produkuje się w ten sposób, że osobno wykonuje się rurkowaty balonik i osobno płaską podstawkę w kształcie talerzyka. W talerzyku tym są umieszczone kontakty nóżkowe, o ostrym końcu — stąd popularna u nas nazwa lamp szpilkowych. Rozmieszczenie tych szpilek kontaktowych musi być oczywiście bardzo precyzyjne. Uzyskuje się to przez poddanie ciekłego szkła ciśnieniu w prasach. Zarówno szkłu jak i kontaktom stawia się specjalne, bardzo duże wymagania, przede wszystkim chodzi o to, aby były one, tzn. szkło i metal, ściśle tej samej rozszerzalności, inaczej bowiem powstawać będą naprężenia a nawet pęknięcia między metalem a szkłem, gdy lampa się rozgrzeje.

Elektrody spawa się bezpośrednio do nóżek lampy (zaleta krótkich i prostych połączeń) po czym nakłada się balonik i palnikiem gazowym spaja się talerzyk, zawierający kontakty, z balonikiem. Następnie wypompowuje się

lampę poprzez rureczkę umieszczoną w talerzyku. Po wypompowaniu zaprasowuje się pierścień metalowy, który ochrania dół lampy z delikatnym zakończeniem rurki pompowania oraz przyczynia się do lepszego ekranowania pomiędzy elektrodami.

Typów lamp serii E-20 jest zaledwie kilka, właśnie tyle ile trzeba do produkcji odbiorników. Odbiorniki uniwersalne mają obecnie te same możliwości, ponieważ każdej lampie serii E-20 odpowiada właściwa lampa serii U-20.

Przejdziemy teraz do omówienia najnowszej serii lamp, którą widzimy pod datą 1947 r. Ten rodzaj lamp został zestandaryzowany w W. Brytanii a wyrabiany jest poza tym na kontynencie europejskim przez Philipsa w Holandii. Różni się on od poprzednich mniejszymi rozmiarami, brakiem trzpienia centrującego od spodu specjalną podstawką, z miseczką metalową (bajonetową). W miseczce tej jest sprężynująca zapadka, w którą trzeba skierować półkulisty występ na pierścieniu lampy, aby mogła ona wejść do podstawki. Po trafieniu na odpowiedni punkt, nóżki lampy wchodzą od razu do właściwych gniazdek i cała lampa trzyma się mocno dzięki zaskoczeniu wypukłości do zapadki. Przy wyjmowaniu lampy odciąga się blaszkę sprężynującą, zwalniając wypukłość z zapadki.


Rys. 2.

Do produkcji lamp tej serii zastosowano nowy proces technologiczny polegający na zastosowaniu specjalnego cementu do spojenia balonika i talerzyka - podstawki. Spojenie odbywa się w o wiele niższej temperaturze, niż przy metodzie zatapiania szkła do szkła palnikiem. Metoda ta ma duże zalety, ponieważ unika się zmiękczenia i zniekształcenia balonika i podstawki, przy czym zmniejsza się liczba odpadków. Likwiduje się jednocześnie ryzyko „zatrucia" katody przez spaleniny.

Wypompowuje się lampy Rimlock przez wierzch, stąd charakterystyczny czubek, niezbyt zresztą estetyczny.

Nowe lampy serii E i U-40 mają średnicę 22 mm i długość od 66 do 84 mm, są więc nieco mniejsze a przede wszystkim szczuplejsze od poprzednich. Typów lamp jest znowu niewiele: ilość ściśle potrzebna do produkcji odbiorników superheterodynowych. Omówimy je w kolejności:

EF41 i UF41. Pentoda wielkiej i pośredniej częstotliwości o zmiennym nachyleniu i poślizgowym napięciu ekranu, przy małych zniekształceniach. Mimo wyprowadzenia siatki na jednym cokole z anodą, pojemność anoda-siatka jest bardzo mała (0,002pF), nie większa, niż w lampach o specjalnym wyprowadzeniu siatki na bańce. Kontakt siatki u spodu pozwala na zlikwidowanie kapturka z ekranowanym doprowadzeniem, upraszcza się montaż i wygląd odbiornika.

EAF41 i UAF41. Pojedyncza dioda i pentoda wielkiej i pośredniej częstotliwości o zmiennym nachyleniu, nieco zresztą mniejszym od EF41. Notujemy tu pewne odchylenie od dotychczasowej praktyki umieszczania dwu diod w jednej bańce. Ma to na celu uniknięcie wzajemnego wpływu między diodami w układzie, gdzie zastosowano dwie diody. Jako standartowy zestaw lamp czterolampowej superheterodyny przewidziano bowiem następujące typy: ECH41 — EAF41 — EAF41 — EL41. Diodę lampy pośredniej częstoliwości używa się do detekcji a diodę lampy niskiej częstotliwości do automatyki. W ten sposób napięcie opóźnienia automatyki nie jest zależne od regulacji lampy pośredniej częstotliwości.

ECH41 i UCH41. Trioda - hexoda. Trzecia siatka hexody jest wewnętrznie połączona z siatką triody i lampa ta może być użyta tylko jako zmieniacz częstoliwości. W ten sposób praktyka czterolampowej superheterodyny w trzech bańkach (ECH21—ECH21—EBL21) została — i słusznie — zarzucona. Poza tym ECH41 nie różni się od swych poprzedniczek ECH3, ECH4, ECH11 lub ECH21. Jej napięcie ekranu należy jednak pobierać potencjometrycznie — nie powinno ono „ślizgać się" zbyt silnie.

Dotychczas omówione lampy są ekranowane siateczką metalową, umieszczoną wewnątrz bańki i doprowadzone do katody. Praktyka ekranowania metalizacją zewnątrz została zarzucona.

EL41 i VL41. Pentoda głośnikowa 9-watowa o dużym nachyleniu 9 mA/wolt, dająca ponad 4 waty częstotliwości akustycznej do głośnika, przy czym wersja U jest dostosowana do pracy przy niższym napięciu anodowym. Moc żarzenia tych lamp jest niższa od analogicznych lamp dotychczasowych serii.

EL42. Pentoda głośnikowa o mniejszym nachyleniu, przeznaczona do odbiorników samochodowych. Mały prąd żarzenia.

AZ41. Lampa prostownicza dwukierunkowa o zredukowanym prądzie żarzenia, lecz i o mniejszym choć wystarczającym prądzie wyprostowanym. Żarzenie bezpośrednie.

UY41. Lampa prostownicza jednokierunkowa dla odbiorników uniwersalnych, również o zredukowanym poborze mocy dla żarzenia. Żarzenie pośrednie, odpowiednio izolowane.

Typ	Cokol	Uż	Iż	U_A	U_E	I_A	I_E	S	
EF41	1	6,3	0,2	250	250 przez 90 kΩ	6	1,7	2,2 max	
UF41	1	12,6	0,1	200	200 przez 40 kΩ	3,3	1	2,3 max	
EAF41	2	6,3	0,2	250	250 przez 95 kΩ	6	1,2	1,8 max	
UAF41	2	12,6	0,1	200	200 przez 44 kΩ	3,3	1	1,9 max	
ECH41	3	6,3	0,225	250 250 przez 30 K	105	3 4,9	2,2	0,5 max 0,55	hexoda trioda
UCH41	3	14	0,1	200 200 przez 20 k	105	3 4,6	2,1	0,5 max 0,5	hexoda trioda
EL41	1	6,3	0,65	250	250	36	4	9	
UL41	1	45	0,1	165	165	54	9	9,5	
EL42	1	6,3	0,2	250	250	22	3,5	2,9	
AZ41	4	4	0,75	2 k 400		70			
UY41	5	31	0,1	250		90			

Odpowiedzi Redakcji

Auklewicz Bronisław, Chrościna. — Posiadany przez p. odbiornik bateryjny jest superem pięcioobwodowym średniej klasy, w którym obwód wstępny wys. częstotliwości nie może być pominięty przy jednoczesnym wykorzystaniu lampy wzmacniającej.

Hejmanowski Sławomir, Radziwiłłów Maz. — Bez odpowiedniego przygotowania radiotechnicznego nie radzimy zabierać się do budowy 7-mio lampowej superheterodyny ze stopniem końcowym w układzie przeciwsobnym. Próby należałoby raczej robić na odbiorniku prostej konstrukcji np. takim, jaki podaliśmy w Nr. 3 Ra z 47 r. Sposoby wykonania różnych typów cewek na różnych rdzeniach znajdzie P. w Nr. 6 mies. z 47 r.

Żebrowski Lech. Markuszów. — Odbiornik z lampami AF7, AB1 i AL4 posiada prawdopodobnie dwa obwody strojone. Cewki krótkofalowe do takiego odbiornika, jeśli pozwala na to miejsce i przełącznik zakresów można wykonać wg. opisu, podanego w Nr. 6 tyg. z r. 47. Inne rozwiązanie da zmontowanie przystawki krótkofalowej, opisanej w Nr. 40 tyg. z r. 48.

Janowski Wiktor, Kraków. — Napięcie anodowe lamp RV2,4P700 wynosi 150 woltów — napięcie żarzenia 2,4 wolta. Napięcia te należy mierzyć w stanie obciążenia baterii, t. j. wtedy, gdy bateria zasila lampy, sądzimy, że w normalnych warunkach pracy uzyska Pan pozytywne wyniki.

Okraska Marian. Sochaczew. — Zniekształcenia przy pełnym wzmocnieniu mogą pochodzić z przesterowania wzmacniacza niskiej częst. (patrz Nr. 48 tyg. z r. 48). Inną przyczyną zniekształceń może być kondensator sprzęgający wzgl. opór i kond. katodowy, które to elementy należy dokładnie zbadać.

Bocheński W. Rembertów. — Urządzenie, które P. posiada jest prawdopodobnie generatorem bateryjnym na lampach amerykańskich. Dwie z podstawek służą do włączenia cewek, pozostałe przeznaczone są na lampy.

Mikołajewski Witold. Gdańsk. — Do pomiaru pojemności metodą mostkową konieczne jest źródło napięcia zmiennego o częstotliwości słyszalnej (akustycznej). Najczęściej używa się do tego celu częstotliwość ok. 400 okr./sek.

Minor Stanisław. Wrocław. — W odniesieniu do dwuobwodówki z Nr. 11—12 należy pominąć cewkę anodową, jaką posiada zespół, który pragnie P. zastosować. Na pytanie 2 odpowiedzi twierdzące.

Radioamator z Krakowa. — Transformator wejściowy i wyjściowy dla wzmacniacza w układzie przeciwsobnym może P. obliczyć wg. wskazówek, podanych w Nr. 3, 4—5 mies. Ra z 46 r. Przykłady różnych transformatorów znajdzie P. w Nr. 6 mies. z 46 r. przy opisie wzmacniacza 20 watowego.

KUPON Nr 22

na odpowiedź w »Radio«

Nazwisko ....

Adres ....

....

Lotocki K. Bytom. — Dławik n. częst. w filtrze zasilacza można wykonać na rdzeniu o przekroju ok. 2,5 cm² dając 3000 zw. z drutu 0,2 mm. w emalii. Dławik wysokiej częst. może P. obliczyć na podstawie danych z Nr. 47 tyg. R. i Św. z r. b. Cokoły lampy typów europejskich znajdzie P. w Nr. 42, 43 i 44 tygodnika Radio i Świat z 1947 r.

Słabosz Jan. Częstochowa. — Przekrój rdzenia daje iloczyn jego grubości przez szerokość części środkowej. W obliczeniu mocy transformatora bierze się pod uwagę wielkość prądu w amperach i napięcia w woltach. W wypadku danych w miliamperach np. w odniesieniu do prądu anodowego odpowiedni iloczyn (np. 60 mA. 300 V.), należy podzielić przez tysiąc ($\frac{60}{1000}$ A 300 V.).

Grochowalski Czesław. Korsze. — Podajemy dane katalogowe lamp, o które p. zapytuje: 1) 802: żarzenie 6,3 V/0,9 A; anoda: 600 V/55 mA. Us_1 = — 120 V; ekran: 250 V/16 mA; moc akustyczna 13 W.

2) LV13: żarzenie 12,6/1,4 A; anoda 250 V/160 mA; nachylenie S = 30 mA/V; wzmocnienie g = 20; moc akustyczna 30 W.

Lampa VT139 odpowiada typowi lampy regulacyjnej VR 150/30. Typu LS200 nie znamy.

Układ pracy lampy ACH1 radzimy skopiować z jakiegokolwiek schematu odbiornika, w którym lampa taka pracuje (lub lampa ECH3). Lampy LG3 i LG4 są typami lamp prostowniczych na wysokie napięcie pracy (rzędu 1000 woltów).

Hałaciński Leszek, Kraków. — O pracach krótkofalowców poinformujemy czytelników w najbliższym numerze miesięcznika.

Nomogram Nr 21

Wyznaczenie oporu redukcyjnego żarzenia

W odbiornikach uniwersalnych, gdzie użycie transformatora jest niemożliwe, włókna żarzenia lamp odbiorczych, lampy prostowniczej oraz żaróweczek skali są połączone w szereg i załączone do sieci poprzez opór redukcyjny, którego zadaniem jest utrzymanie prądu żarzenia na wysokości wyznaczonej przez dane katalogowe lamp. Obliczenie takiego oporu jest proste: sumujemy napięcia żarzenia wszystkich lamp oraz żaróweczek, niech otrzymana suma będzie $V_ż$. Od napięcia sieci, na przykład 220 V, odejmujemy tak otrzymane $V_ż$, dowiemy się wtedy jakie napięcie powinno się odłożyć na oporze redukcyjnym żarzenia V_R. Dzieląc to napięcie przez nominalny prąd żarzenia otrzymujemy opór redukcyjny $R_ż$

$$R_ż = \frac{V_R}{I_ż} = \frac{V_{sieć} - V_ż}{I_ż}$$

Nomogram ułatwia znalezienie oporu $R_{ż}$. Obliczymy sumę napięć żarzenia $V_{ż}$ i otrzymamy od razu opór dla danego prądu żarzenia, przy czym uwzględniliśmy lampy serii V (prąd żarzenia 50 mA), lampy wojskowe typu RV12 (75 mA), seria U (100 mA), seria C (200 mA) oraz amerykańskie (150 i 300 mA).

Przykłady: odbiornik z 4 lampami RV12P2000 ($V_{ż}$ = 12,6 wolta) zasilany z sieci 220 woltów. Suma napięć żarzenia wynosi 4×12,6=50,4 V. Z nomogramu odczytujemy $R_{ż}$ = 2260 Ω.

Odbiornik z lampami CK1 (13V), CF3 (13V), CBC1 (13V), CL4 (33V), CY1 (20V) oraz dwiema żaróweczkami po 10V. Suma napięć wynosi 112 woltów, opór redukcyjny żarzenia odczytujemy z nomogramu: 540 omów.

Znając opór trzeba zawsze wiedzieć na jakie będzie on pracował obciążenie w watach. Znajdziemy je łatwo ze wzorów:

$$P_{wat} = R \,.\, I_{ż}^2 = V_R \,.\, I_{ż} = (V_{sieć} - V_{ż}) \,.\, I_{ż}$$

W przytoczonych wyżej przykładach będziemy mieli:

w pierwszym

$$P = 2260 \,.\, 0{,}075^2 = 12{,}7 \text{ wata}$$

lub inaczej

$$P = (200—50{,}4) \,.\, 0{,}075 = 170.0{,}075 = 12{,}7 \text{ wata}$$

w drugim

$$P = 540 \,.\, 0{,}2^2 = 21{,}6 \text{ wata}$$

lub

$$P = (220 — 112) \,.\, 0{,}2 = 108 \,.\, 0{,}2 = 21{,}6 \text{ wata}$$

Dobrze jest wiedzieć jaki wataż wytrzymuje dany opornik, względnie jakich wymiarów musi on być dla danego obciążenia. Otóż dobrze nawinięty opór może wytrzymać 0,5 wata na cm² powierzchni materiału izolacyjnego (ceramiki), na którym został nawinięty. Opory emaliowane wytrzymują więcej, a mianowicie około 1 wata na cm². Oczywiście drut oporowy musi być obliczony dla wymaganego prądu.

W odbiornikach uniwersalnych spotykamy się ze zjawiskiem przetężenia, które objawia się tym, że żaróweczki skali w pierwszej chwili po włączeniu rozbłyskują ponad normę, aby po pewnym czasie przygasnąć do normy. Te wyskoki są szkodliwe dla trwałości zarówno lamp jak i żaróweczek, dobrze więc załączyć w obwód żarzenia tzw. Urdox czyli pałeczkę dwutlenku uranu, która ma własności hamowania przetężeń aż do chwili nagrzania. Najmniej zaś wskazane jest używanie żarówki oświetleniowej jako oporu redukcyjnego: przetężenie początkowe jest tu o wiele większe niż przy oporze drutowym, ponieważ żarówka sama ma mały opór na zimno.

Przetężenie jest tym mniejsze im więcej napięcia odkłada się na oporze redukcyjnym a mniej na lampach. W naszym pierwszym przykładzie opór „na zimno" czterech lamp RV12P2000 wynosi około 100 omów ($^1/_6$ oporu „na gorąco"). Przy oporze 2260 + 100 = 2360 omów jaki obwód żarzenia przedstawia w chwili włączenia popłynie prąd:

$$\frac{220}{2360} = 93 \text{ mA}$$

czyli o 25% większy od prądu normalnego.

W drugim przykładzie sytuacja jest gorsza. Opór lamp i żaróweczek na zimno wynosi niecałe 100 omów, więc prąd włączenia równa się:

$$\frac{220}{540+100} = 344 \text{ mA}$$

jest więc już o 72% większy od prądu ustalenia. Zastosowanie Urdoxa jest bardzo wskazane.

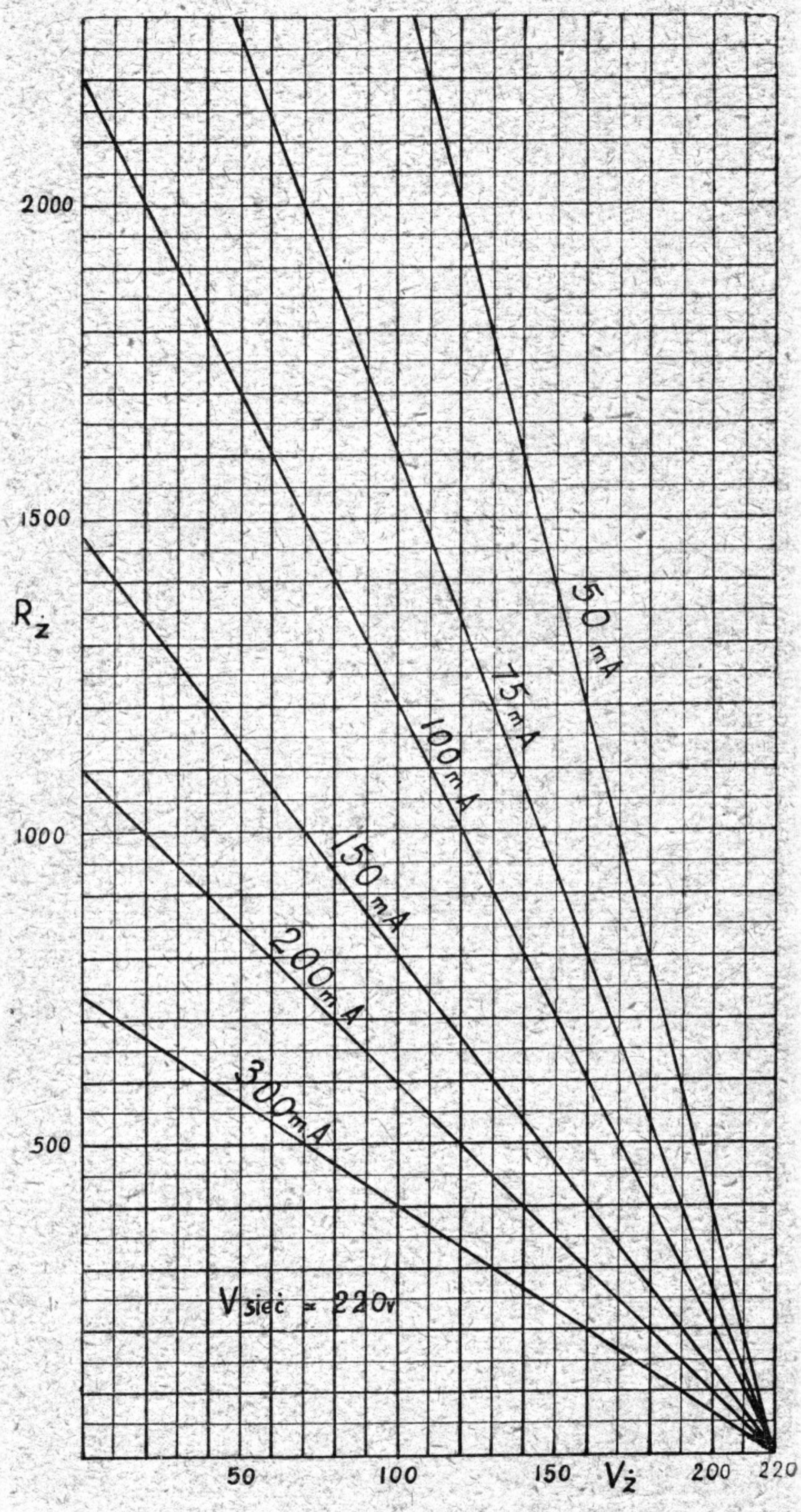
Redaguje Komitet — Wydawca: Biuro Wydawnictw P. R.

Adres Redakcji i Administracji: Warszawa, Noakowskiego 20.

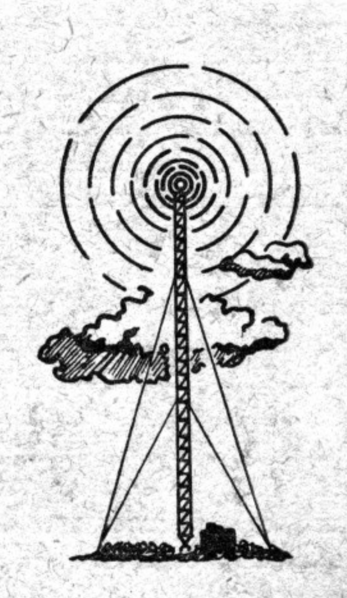
Warunki prenumeraty: Półrocznie wraz z przesyłką pocztową zł. 360. Prenumeratę należy wpłacać na konto czekowe w PKO Nr I-330 „Radio i Świat". Na odwrocie blankietu nadawczego należy zaznaczyć: prenumerata miesięcznika „Radio". Cena pojedynczego egzemplarza zł. 100.—.

Ceny ogłoszeń: na okładce 1 kol. — 8.000 zł., ½ kol. — 5.000 zł., ¼ kol. — 3.000 zł., ⅛ kol. — 2.000 zł., w tekście zł. 50 za 1 mm szer. 1 szpalty.

Druk. NKW Stron. Lud. W-wa — B-69918



Nomogram Nr 21.



Druk NKW Str. Ludowego, Warszawa, Skolimowska 5